АВИАЦИОННЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

А. И. БЕРТИНОВ

АВИАЦИОННЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ

*Допущено
Министерством высшего образования СССР
в качестве учебного пособия
для высших технических
учебных заведений*

ГОСУДАРСТВЕННОЕ
ИЗДАТЕЛЬСТВО ОБОРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ
Москва 1959

Книга является учебным пособием по курсам «Авиационные электрические машины» и «Специальные электрические машины», читаемым в авиационных высших учебных заведениях, и может быть полезна при курсовом и дипломном проектировании.

В книге излагаются общие вопросы авиационных электрических машин, теория авиационных генераторов общего и специального назначения, приводятся анализ отечественного и зарубежного опыта авиационного электромашиностроения и ряд новых схем.

Рецензенты: Кафедра авиационного и автотракторного оборудования зав. кафедрой чл.-корр. АН СССР **А. Н. Ларионов** и докт. техн. наук проф. **М. Ф. Романов**

Редактор канд. техн. наук **В. Н. Истратов**

Зав. редакцией инж. *А. И. Соколов*

Авторские исправления

р.	Строка	Напечатано	Должно быть
77	1 снизу	$H_м = \frac{A_{max}}{B_м} B_г$ и $B_м$	$H_м = \frac{A_{max}}{B_м}$, $B_г$ и $B_м$
93	1 и 2 снизу	$а - k_{1d} =$	$k_{1d} =$
		$б - k_{1q} =$	$k_{1q} =$
17	1 и 2 снизу	со скоростью, т. е. когда	со скоростью когда
72	5 снизу	$we_{p\,max} \cong w$	w, $e_{p\,max} \cong w$

в 441/1636

Посвящаю
светлой памяти сына
РОЛЕНА БЕРТИНОВА

ПРЕДИСЛОВИЕ

Широкое применение электрической энергии является одним из жнейших условий повышения безопасности полетов и боеспособ- ти авиации. Степень электрификации летательного аппарата конечном счете определяется установленной мощностью генерато- , количеством электрифицированных механизмов, т. е. числом ктродвигателей, аппаратов, приборов и реле, в связи с чем роль тветственность авиационных электромехаников и, в частности, специалистов по авиационным электрическим машинам значительно возрастает.

Авиационные электрические машины обладают рядом особенностей, зависящих от условий их применения, поэтому авиационное электромашиностроение в настоящее время выделилось в самостоятельную область авиационной электротехники.

Имеется значительное количество статей по частным вопросам теории и применения авиационных электрических машин. Некоторые вопросы авиационных электрических машин рассматриваются в книгах по электрооборудованию самолетов. Однако книг по авиационным электрическим машинам и, в частности, такого учебного пособия для вузов, которое соответствовало бы программе курса «Авиационные электрические машины», до сих пор нет.

Указанное обстоятельство усложнило задачу автора, так как значительную часть вопросов пришлось разработать вновь, опираясь имеющийся в этой области опыт, а также используя теоретиче- ие и экспериментальные исследования, произведенные автором или и его участии.

Материалом для книги послужили лекции, прочитанные автором удентам МАИ им. С. Орджоникидзе в 1950—1956 гг.

Предполагается, что читателю известны курсы «Теоретические овы электротехники», «Электрические машины» и «Электрические мерения».

Книга состоит из двух частей. В первой части изложены общие сведения об авиационных электрических машинах и авиационных генераторах общего и специального применения, а во второй — общие сведения об электрических машинах авиационной автоматики: электродвигателях, преобразователях, сельсинах и электромашинных усилителях.

Автор выражает благодарность рецензентам книги чл.-корр. АН СССР, докт. техн. наук проф. А. Н. Ларионову, докт. техн. наук проф. Г. И. Атабекову, докт. техн. наук М. Ф. Романову, инж. Ф. И. Голгофскому, канд. техн. наук А. Ф. Федосееву, сделавшим ряд ценных замечаний по рукописи, инж. А. Е. Легковой-Бертиновой, выполнившей большую работу по расчету значительного количества кривых и проверке ряда уравнений, а также канд. техн. наук В. Н. Истратову, взявшему на себя труд по редактированию книги.

Все пожелания и замечания автор просит направлять по адресу: Москва, И-51, Петровка, 24, Оборонгиз.

ВВЕДЕНИЕ

Повышение скорости, высоты, дальности и безопасности полета современного летательного аппарата в значительной мере зависит от уровня и качества его электрификации. Электрические и радиотехнические элементы авиационного оборудования обеспечивают надежные кратковременные и продолжительные полеты днем и ночью при больших скоростях и на больших высотах (слепой полет по радиотрассе, подъем и посадку в любую погоду; автоматическое определение местонахождения; снабжение горючим в полете, борьбу с обледенением и т. д.).

Специальное оборудование летательного аппарата представляет собой сложный комплекс приборов, аппаратов, механизмов и машин, разнообразных по принципу своего действия и устройству.

Для приведения в действие установок и органов управления ими могут служить: мускульная сила, электрические, гидравлические, пневматические, механические, химические и пиротехнические источники энергии.

Из всех видов энергии **электрическая энергия является наиболее универсальной**. Она применима для приведения в действие всех элементов устройства и оборудования летательного аппарата (двигательной группы, органов управления и шасси, связи и освещения, отопления, обогрева и вентиляции, пилотажно-навигационного оборудования и т. д.), в то время как остальные виды энергии имеют лишь ограниченное частное применение.

При помощи электроэнергии можно практически автоматизировать все операции, повысив их быстродействие, надежность и точность, а также облегчить труд экипажа.

Развитие авиационного электромашиностроения связано с прогрессом авиационной техники и общего электромашиностроения, а также повышением степени электрификации летательных аппаратов.

В 1869 г. А. Н. Лодыгин спроектировал летательный аппарат тяжелее воздуха с электрическим двигателем — «электролет».

Учитывая особые условия работы электрооборудования на летательном аппарате, А. Н. Лодыгин сконструировал специальный

быстроходный электродвигатель и регулятор, а также предусмотрел электрическое освещение, опередив применение электроосвещения в быту (конец 70-х годов).

Питание электродвигателей предполагалось от специальных аккумуляторов, созданием которых занимался П. Н. Яблочков.

В 80-х годах прошлого столетия появились первые вертолеты с питанием от наземных источников электроэнергии при помощи кабеля. Применение электродвигателя тормозилось отсутствием экономичных и малогабаритных химических источников электроэнергии.

Накануне Первой мировой войны 1914 г. А. Н. Лодыгин разработал второй проект электролета, в котором четыре гребных винта приводились во вращение четырьмя электродвигателями. Двигатели получали электроэнергию от генератора, приводимого во вращение двигателем внутреннего сгорания мощностью 20 *л. с.*

В 1930 г. под руководством В. С. Кулебакина был выполнен проект самолета с электроприводом, а в 1935 г. под руководством А. Г. Иосифьяна были изготовлены электродвигатели специальной конструкции для электропривода вертолета. Однако вследствие неудовлетворительных весовых показателей электропривод в то время не получил применения в авиации.

Электрическая энергия на самолете нашла первое применение в технике связи и зажигания, затем — в освещении, сигнализации, обогреве и, наконец, в силовом электроприводе и электрификации различных установок.

В 1912 г. в России были построены первые многомоторные бомбардировщики и установлены первые потребители электрической энергии: электроосвещение, электрообогрев и радиостанция (на самолете «Илья Муромец»).

В. П. Вологдин в 1912 г. разработал индукторные генераторы мощностью 2 *квт* частотой 1000 *гц* при скорости 4000 об/мин для питания радиостанции самолета «Илья Муромец». Привод генератора осуществлялся от авиационного двигателя при помощи ременной передачи. Кроме того, в 1913 г. В. П. Вологдин разработал самолетные генераторы мощностью 500 *вт* и в 1915 г.— мощностью 750 *вт* частотой 1000 *гц* при скорости вращения 6000 об/мин.

Первые самолеты имели системы электроснабжения на переменном токе частотой 600÷1200 *гц*, так как для основных потребителей искровых радиотелеграфных станций требовался переменный ток, а для освещения и нагрева род тока безразличен.

В 1919 г. авиация перешла на систему постоянного тока, источником энергии которого служила аккумуляторная батарея и генератор с ветродвигателем мощностью 36 *вт* и напряжением 6 *в*.

До 1929 г. применялись генераторы постоянного тока мощностью не более 250 *вт*, приводимые во вращение ветродвигателями. Только в 1934 г. в связи с увеличением скоростей полета вместо ветродвигателей появились генераторы с приводом от основного авиадвигателя.

До 1936 г. на самолете было принято напряжение 12 *в* и наибольшая мощность генератора составляла 500 *вт*. Затем в связи с ростом потребления электроэнергии мощность генератора поднялась до 1 *квт* и напряжение было увеличено до 24 *в*. Этот уровень сохранился до начала войны 1939 г.

Впервые электропривод, как известно, был предложен А. Н. Лодыгиным для воздушных винтов. Практически первое применение он получил для запуска авиадвигателей.

В 1925—1926 гг. Б. А. Талалай осуществил привод ротора гироскопа синхронным двигателем, имеющим скорость 60 000 об/мин.

В 1926—1929 гг. начали применять электропривод для вольтодобавочной машины, бензонасосов, масляных насосов, вентиляторов. В 1930 г. появились убирающиеся шасси, выпуск и подъем которых осуществлялся электрогидравлическим (теперь — электрическим) приводом.

До 1939 г. электрооборудование самолета включало: генераторы, аккумуляторные батареи, систему зажигания, освещение, обогревательные устройства и контрольно-измерительную аппаратуру. На отдельных самолетах применялись электростартеры для запуска авиадвигателей, электропривод шасси и посадочных щитков, но на большинстве самолетов преобладали пневматический, гидравлический или чисто механический приводы.

Переломным этапом в развитии электрификации самолета было создание в 1939 г. пикирующего бомбардировщика Пе-2 (В. М. Петлякова), на котором впервые были широко применены электромеханизмы шасси, стабилизатора, посадочных щитков, управления радиаторами, триммерами, скоростью нагнетателя и др.

До Второй мировой войны не признавались выгоды повсеместного применения электроэнергии для основного и вспомогательного оборудования.

В приводе силовых механизмов предпочтение отдавалось гидро- и пневмосистемам, электропривод шасси и закрылков применялся в редких случаях на самолетах легкого типа. Теперь электропривод вытесняет гидропневматический, в частности, потому, что повреждение какой-либо части электросистемы в большинстве случаев не отражается на работе всей системы, в то время как повреждение гидро- и пневмосистемы вызывает потерю давления и нарушение работы всей системы.

Вторая мировая война явилась поворотным пунктом в развитии авиационной электротехники — в настоящее время электроэнергия становится важнейшим видом энергии для оборудования самолета.

В 1932 г. установленная мощность потребителей электроэнергии на наиболее электрифицированном самолете составляла лишь 5 *квт*, в 1940 — 30 *квт*, теперь она уже достигает сотен киловатт.

Установленная мощность генераторов четырехмоторного самолета в настоящее время превосходит 100 *квт* (против 6 *квт* в 1940 г.), т. е. за 15 лет установленная мощность генераторов увеличилась

более чем в 16 раз. Имеются отдельные типы самолетов, где установленная мощность генераторов превосходит 250 *квт*, а установленная мощность потребителей — 600 *квт*.

За последние 15 лет мощность авиационных генераторов возросла в 50 раз.

Свыше 200 электрических машин 50 различных типов устанавливаются на современном четырехмоторном самолете, в том числе около 30 генераторов и преобразователей различной мощности.

С увеличением размеров самолета возрастает относительный вес электрооборудования и электрической сети. Если на двухмоторном типовом военном (10-тонном) самолете вес электрооборудования составляет 50% от веса всего оборудования, то на четырехмоторном (32-тонном) самолете он достигает 80% и по абсолютной величине равен 1200 *кг*. При этом относительный вес электрической сети возрастает с 29 до 52% (табл. В. 1).

Вес электросистемы современных тяжелых самолетов превосходит 2000 *кг*, а электрическая сеть протяженностью около 100 *км* обслуживает до 1000 потребителей.

Советскими учеными и конструкторами созданы первоклассные электрические машины и аппараты переменного тока, что способствовало переводу авиационных электросистем на переменный ток.

Таблица В. 1

Распределение веса отдельных элементов трех военных самолетов

Тип самолета	Двухмоторный 10-тонный		Четырехмоторный			
			16-тонный		32-тонный	
Вес	абсолютный *кг*	относительный %	абсолютный *кг*	относительный %	абсолютный *кг*	относительный %
Оборудование	576	100	1148	100	1516	100
Радио	172	30	286	23,4	254	16,70
Приборы	46	8	122	10,6	110	7,25
Противообледенитель	45	8	136	11,8	125	8,25
Источники электроэнергии	120	20,8	196	17	281	18,8
Электросеть	83	14,4	249	21,6	626	41,0
Электродвигатель пуска	50	8,7	93	6,1	95	6,1
Прочее	59	—	66	—	25	—

Продолжение

Тип самолета	Двухмоторный 10-тонный		Четырехмоторный			
			16-тонный		32-тонный	
Вес	абсолютный *кг*	относительный %	абсолютный *кг*	относительный %	абсолютный *кг*	относительный %
Оборудование	285	100	667	100	1198	100
Генераторы	44	15,5	88	13	119	10,0
Аккумуляторы	77	27	108	16	37	3,1
Электродвигатели	68	24	180	27	275	23,0
Электросеть	83	29	249	37,5	626	52,0
Вес электрооборудования, отнесенный к весу оборудования, в %	49,5		58		80	

В настоящее время, в связи с повышением технического уровня производства авиационная электротехника должна решить важные задачи:

— по дальнейшему повышению надежности, высотности и живучести всего электрооборудования;

— по снижению веса, уменьшению габаритов и повышению энергетических показателей (к. п. д. и $\cos \varphi$) электрических машин, аппаратов, приборов и т. д.;

— по разработке мероприятий по дальнейшему повышению высотных и скоростных характеристик электрооборудования;

— по комплексной автоматизации и электромеханизации управления самолетов;

— по широкому внедрению переменного тока постоянной частоты;

— по разработке автоматически управляемых и регулируемых электроприводов на переменном токе;

— по разработке новых типов авиационных генераторов, трансформаторов, двигателей, регуляторов и т. д.;

— по повышению точности и стабильности регулирования напряжения и частоты;

— по изучению переходных, несимметричных и аварийных режимов в авиационных электрических машинах и усовершенствованию схем защиты;

— по разработке мероприятий по повышению электрической безопасности на самолете;

— по развитию теории авиационных электрических машин и усовершенствованию методов их проектирования.

Глава I

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АВИАЦИОННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

1.1. УСЛОВИЯ РАБОТЫ АВИАЦИОННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Авиационные электрические машины (АЭМ) работают в условиях, резко отличающихся от условий работы электрических машин общего применения. Основные из этих условий:

а) высотность до 25 *км* и более;

б) скорость летательного аппарата дозвуковая и сверхзвуковая;

в) повышенные механические нагрузки от вибрации, тряски и ускорения;

г) любое положение в пространстве;

д) малый срок службы.

Высотность

Высотность характеризуется параметрами окружающего воздуха (температурой, плотностью, давлением, влажностью, составом, диэлектрической прочностью, теплоемкостью и пр.).

Температура воздуха характеризуется зависимостью от высоты согласно фиг. 1.1, где приведены стандартная, а также максимальная и минимальная кривые $t=f(H)$.

Температура невозмущенного забортного воздуха падает с увеличением высоты полета H в пределах тропосферы (до 11 *км*), затем остается постоянной (примерно до высоты, равной 20 *км*); при $H>20$ *км* температура повышается и достигает 0° на высоте 40 *км*.

Температура воздуха зависит от высоты, а также от времени года и места на земной поверхности. Для расчетов часто принимают международную стандартную атмосферу (СА), которая дает средние значения температуры (табл. 1.1).

Зависимость температуры невозмущенного воздуха стандартной атмосферы от высоты в пределах тропосферы можно определить, пользуясь уравнением

$$t=(15-6{,}5H)^\circ\,\mathrm{C}, \qquad (1.1)$$

где H — высота в *км*, а 15° — исходная температура на уровне моря при давлении 760 *мм* рт. ст.

Таблица 1. 1

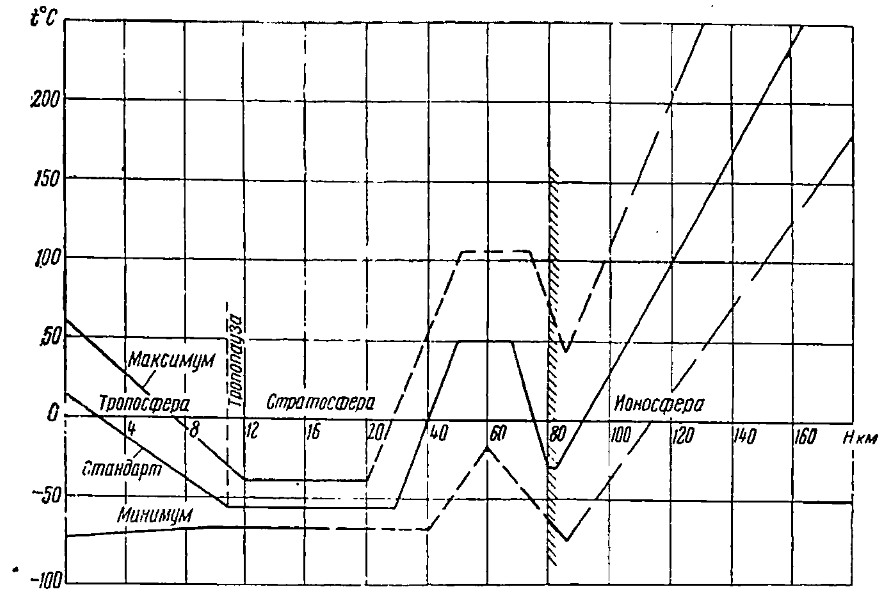
Стандартная атмосфера (СА)

Высота H	Барометрическое давление p_H		$\overset{*}{p}_H=\frac{p_H}{p_0}$	Температура T_H	Температура t_H	$\frac{T_H}{T_0}$	Объемный вес γ_H	Плотность ρ_H	$\overset{*}{\gamma}_H=\overset{*}{\rho}_H$ $\frac{\gamma_H}{\gamma_0}=\frac{\rho_H}{\rho_0}$	$\sqrt{\overset{*}{\gamma}_H}=\sqrt{\overset{*}{\rho}_H}$	Кинематический коэффициент вязкости воздуха $\nu\cdot10^4$	Скорость звука a_H	$\overset{*}{\nu}_H=\frac{\nu_H}{\nu_0}$
км	мм рт. ст.	кг/м²		°K	°C		кг/м³	кг сек²/м⁴			м²/сек	м/сек	
−0,5	806,2	10960	1,061	291,25	18,25	1,011	1,285	0,131	1,049	1,024	0,139	342,1	0,965
0	760,0	10332	1,000	288	15,00	1,000	1,225	0,125	1,000	1,000	0,144	340,2	1,000
2	596,2	8105,4	0,784	275	2,0	0,955	1,007	0,1027	0,8215	0,9064	0,1679	332,5	1,165
4	462,2	6284,2	0,608	262	—11,0	0,9097	0,819	0,0835	0,6685	0,81766	0,197	324,5	1,37
6	353,7	4809,5	0,465	249	—24	0,8645	0,6598	0,0673	0,5384	0,73375	0,234	316,3	1,62
8	266,89	3628,4	0,351	236	—37	0,8194	0,5252	0,0536	0,4286	0,6546	0,2799	308,0	1,94
10	198,16	2694,0	0,261	223	—50	0,7743	0,4126	0,0421	0,3367	0,5803	0,339	299,4	2,35
11	169,63	2306,1	0,223	216,5	—56,5	0,7517	0,3638	0,03710	0,2969	0,5449	0,375	295,0	2,6
12	144,87	1969,5	0,191	216,5	—56,5	0,7517	0,3108	0,03169	0,2536	0,5036	0,4386	295,0	3,04
14	105,67	1436,5	0,139	216,5	—56,5	0,7517	0,2266	0,02311	0,18495	0,4300	0,6013	295,0	4,18
15	90,24	1226,9	0,1187	216,5	—56,5	0,7517	0,1935	0,01974	0,15795	0,3974	0,7041	295,0	4,89
16	77,07	1047,8	0,1014	216,5	—56,5	0,7517	0,1653	0,01686	0,1349	0,3673	0,8244	295,0	5,72
18	56,21	764,23	0,074	216,5	—56,5	0,7517	0,1206	0,012296	0,09839	0,3137	1,130	295,0	7,85
20	41,00	557,41	0,054	216,5	—56,5	0,7517	0,08795	0,008968	0,07176	0,2679	1,550	295,0	10,75
22	29,9	406,57	0,0394	216,5	—56,5	0,7517	0,06415	0,006541	0,05234	0,2288	2,125	295,0	14,75
24	21,18	296,54	0,02870	216,5	—56,5	0,7517	0,04679	0,004771	0,03818	0,1954	2,913	295,0	20,35
25	18,63	253,25	0,0245	216,5	—56,5	0,7517	0,03996	0,004075	0,03260	0,1806	3,411	295,0	23,75
26	15,910	216,29	0,0209	216,5	—56,5	0,7517	0,03412	0,00348	0,02785	0,1669	3,994	295,0	27,75
28	11,60	157,76	0,01527	216,5	—56,5	0,7517	0,02489	0,002538	0,02031	0,1425	5,476	295,0	40,1
30	8,464	115,07	0,0111	216,5	—56,5	0,7517	0,01815	0,001851	0,01481	0,1217	7,507	295,0	52,2

В стратосфере на высоте $H = 11 \div 30$ *км* (изотермическая атмосфера) температура воздуха

$$t = -56{,}5^\circ \text{ C} = \text{const}.$$

При проектировании авиационных электрических машин необходимо исходить из наиболее неблагоприятных температурных условий невозмущенного воздуха. В этом случае исходят из максимальной



Фиг. 1. 1. Изменение температуры невозмущенного потока воздуха от высоты над уровнем моря по СА.

стандартной температуры воздуха, которая определяется выражениями

$$\left.\begin{aligned} t &= (60 - 8{,}33H)^\circ \text{ C} \quad \text{при} \quad H \leqslant 12 \text{ км} \\ &\text{и} \\ t &= -40^\circ \text{ C} \quad \text{при} \quad H > 12 \text{ км}. \end{aligned}\right\} \quad (1.1\text{a})$$

Плотность воздуха весовая (γ) и массовая (ρ), зависящие от давления, температуры и влажности, снижаются с увеличением высоты над уровнем моря. Зависимость относительной[1] плотности воздуха от высоты по СА (см. табл. 1. 1) может быть приближенно определена при высотах до 11 *км* по формуле

$$\overset{*}{\rho}_H = \frac{\rho_H}{\rho_0} = \overset{*}{\gamma}_H = \frac{\gamma_H}{\gamma_0} = (1 - 0{,}0226H)^{4{,}256} \approx \frac{20 - H}{20 + H}. \quad (1.2)$$

[1] Все относительные величины здесь и ниже обозначены значком *.

При высотах $H > 11$ *км* можно пользоваться формулой

$$\overset{*}{\rho}_H = \overset{*}{\gamma}_H \approx 0{,}3 e^{-0{,}16(H-11)}, \tag{1.2a}$$

где H — высота в *км*, $\gamma_H(\rho_H)$ и $\gamma_0(\rho_0)$ — плотность воздуха соответственно на высоте и на уровне моря, γ_H^* и ρ_H^* — относительные значения плотности на высоте H, причем

$$\rho = \frac{\gamma}{g}, \quad g = 9{,}81 \ \text{м/сек}^2;$$

$$\rho_0 = 0{,}125 \ \text{кг сек}^2/\text{м}^4, \quad \gamma_0 = 1{,}225 \ \text{кг/м}^3.$$

Давление воздуха снижается с увеличением высоты над уровнем моря (табл. 1. 1).

Относительное значение давления воздуха по СА можно приближенно определить по формулам

$$\left.\begin{aligned} \overset{*}{p}_H &= \frac{p_H}{p_0} = (1 - 0{,}0226H)^{5{,}256} \quad \text{при} \quad H \leqslant 11 \ \text{км} \\ &\text{и} \\ \overset{*}{p}_H &\approx 170\, e^{-0{,}16(H-11)} \quad \text{при} \quad H > 11 \ \text{км}, \end{aligned}\right\} \tag{1.3}$$

где $p_0 = 760$ *мм* рт. ст. $= 10332{,}3$ *кг/м*^{2}.

Зависимость между давлением, температурой и плотностью воздуха устанавливается из уравнения состояния газа

$$\frac{p}{\rho} = gRT.$$

На основании формулы (1. 2) в виде

$$\frac{\rho_H}{\rho_0} = \frac{\gamma_H}{\gamma_0} = \frac{p_H}{p_0}\frac{T_0}{T_H} = \frac{p_H(273+t_0)}{p_0(273+t_H)} = 0{,}379\,\frac{p_H}{273+t_H}$$

или, учитывая значения ρ_0, t_0 и γ_0 по СА, можно получить:

$$\left.\begin{aligned} \rho_H &= 0{,}0473\,\frac{p_H}{273+t_H} \\ &\text{и} \\ \gamma_H &= 0{,}465\,\frac{p_H}{273+t_H}, \end{aligned}\right\}, \tag{1.4}$$

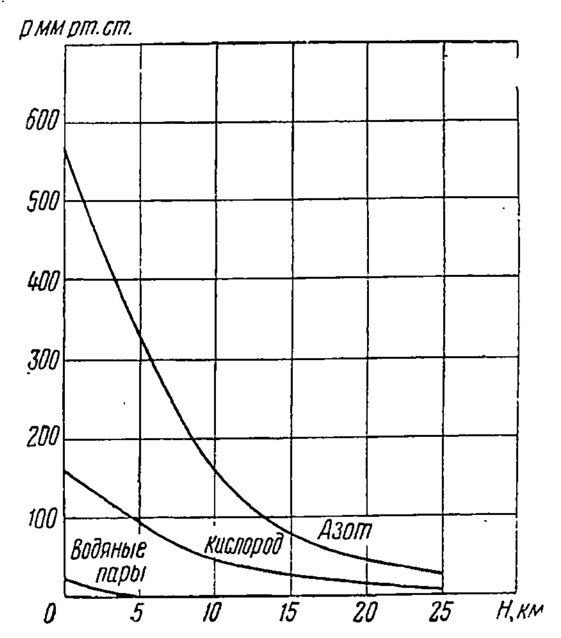
где p_H — давление в *мм* рт. ст., t_H — температура воздуха на высоте H и по СА; $p_0 = 760$ *мм* рт. ст., $t_0 = 15°$ С.

Влажность воздуха (относительная) может достигать 98% при температуре окружающего воздуха +20° С.

Состав воздуха. С увеличением высоты количество влаги и кислорода в воздухе снижается, а концентрация озона повышается.

Парциальные давления азота, кислорода и насыщенных водяных паров в зависимости от высоты приведены на фиг. 1.2. Количество озона на высоте 20÷30 *км* составляет (35÷40) · 10^{-5} *г/м*³, т. е. в 17÷20 больше, чем на земле.

Диэлектрическая прочность воздуха при снижении давления уменьшается. На высоте 15 *км* диэлектрическая прочность воздуха примерно в 2,5 раза ниже, чем на уровне моря.



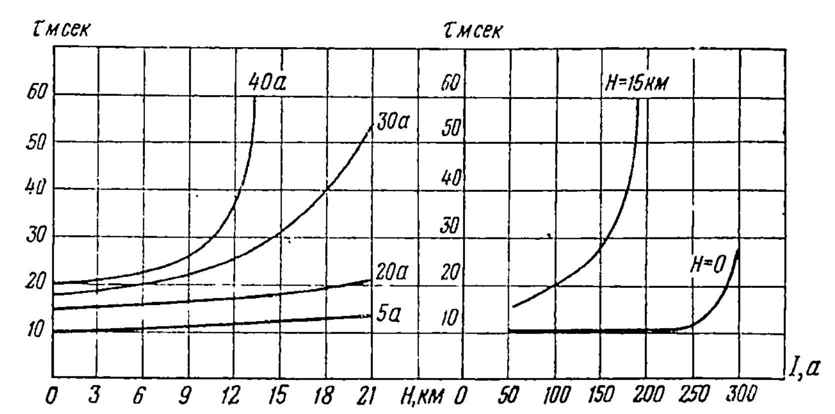
Фиг. 1.2. Парциальные давления азота, кислорода и насыщенных водяных паров в зависимости от высоты.

Продолжительность горения дуги $\tau_г$ возрастает с увеличением высоты и на высоте 15 *км* при напряжении постоянного тока 24 *в* она примерно удваивается.

На фиг. 1.3 приведены кривые, показывающие зависимость времени горения дуги от высоты полета и силы тока размыкания.

Изменение параметров окружающего воздуха с увеличением высоты оказывает отрицательное влияние на работу электрических машин, снижая эффективность охлаждения, особенно в стратосфере, где температура постоянна, а плотность воздуха продолжает уменьшаться; ухудшая условия коммутации, так как повышается степень искрения в скользящем контакте и износ щеток (в высотных условиях искрение на коллекторе легко переходит в круговой огонь). Кроме того, в результате сгущения смазки и сужения конструктивных зазоров вследствие снижения температуры увеличивается момент сопротивления при трогании механизмов, а при повышении

ионизации возрастает проводимость воздуха и снижается его электрическая прочность, что ухудшает работу коммутационных устройств.



Фиг. 1.3. Продолжительность горения дуги τ в зависимости от высоты H и тока I размыкания контактора постоянного тока напряжением 125 *в*, работающего на индуктивную цепь.

Наконец, высокая концентрация озона на больших высотах (20÷30 *км*) способствует окисляющему воздействию атмосферы на металлы и органические материалы, а также приводит к повышению температуры воздуха по сравнению с температурой по СА.

Скорость полета

С увеличением скорости полета повышается температура воздуха, окружающего летательный аппарат и используемого для охлаждения электрических машин.

Повышение температуры в пограничном слое, в заборниках и внутри фюзеляжа летательного аппарата пропорционально квадрату скорости полета v и не зависит от разрежения воздуха при подъеме на высоту.

Если принять, что забортный воздух попадает в патрубок генератора со скоростью, равной скорости летательного аппарата v и покидает его со скоростью v_1, то в этом случае повышение температуры газовой струи в результате ее торможения в вентиляционной системе электрической машины определится известным уравнением Бернулли:

$$\frac{v_1^2}{2} + \frac{k}{k-1} gRt_1 = \frac{v^2}{2} + \frac{k}{k-1} gRt,$$

откуда температура воздуха с учетом адиабатического сжатия

$$t_1 = t + \frac{k-1}{2kgR} (v^2 - v_1^2)\ ^\circ\mathrm{C}. \qquad (1.5)$$

Таким образом, температура газовой струи в результате потери скорости движения увеличивается на величину

$$t' = \frac{k-1}{2kgR}(v^2 - v_1^2). \tag{1. 6}$$

Для воздуха показатель адиабаты k — постоянная, равная $k=1,4$; газовая постоянная $R=29,27$ *кгм/кг град* и $g=9,81$ *м/сек²*.

В этом случае

$$t' = 5\,\frac{v^2 - v_1^2}{100^2}\ ^\circ\text{C}. \tag{1. 6а}$$

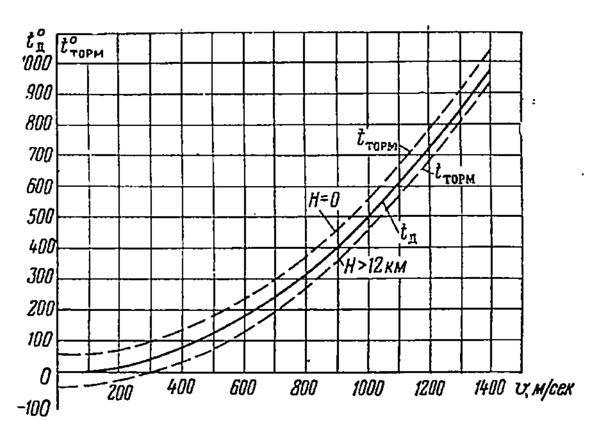
При полном торможении воздушной струи, т. е. в критической точке, где скорость потока равна нулю ($v_1=0$),

$$t_д = 5\left(\frac{v}{100}\right)^2$$

и

$$t_{торм} = t + 5\left(\frac{v}{100}\right)^2\ ^\circ\text{C}. \tag{1. 6б}$$

Здесь $t_{торм}$ — температура в критической точке, называемая температурой торможения, а $t_д$ — динамическая добавка к температуре невозмущенного потока.



Фиг. 1. 4. Динамическая добавка температуры и температура торможения (пунктир).

$t_д$ и $t_{торм}=f(v)$ при $H=0$ ($t=60°$ C) и $H \geq 12$ ($t=-40°$ C).

Температура воздуха, используемого для охлаждения электрических машин, отличается от температуры торможения, находясь в зависимости от расположения машины и способа ее охлаждения. В общем случае температура охлаждающего воздуха с учетом адиабатического сжатия ниже температуры торможения, т. е.

$$t_{охл} = t + \rho_1\left(\frac{v}{100}\right)^2 < t_{торм}, \tag{1. 6в}$$

где v в *м/сек* и $\rho_1 < 5$.

Для авиационных электрических машин можно принимать $\rho_1 \approx 4{,}3$.

Учитывая (1.1) и (1.6в), можно получить по СА:

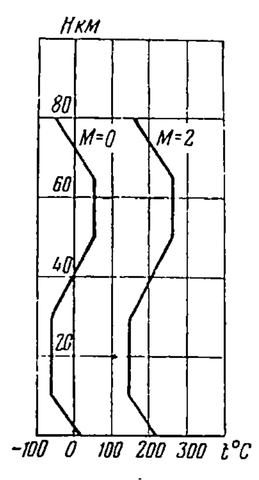
$$\left.\begin{aligned} t_{\text{охл}} &= 15 - 6{,}5H + \rho_1 \left(\frac{v}{100}\right)^2 \quad \text{при} \quad H \leqslant 11 \, км \\ \text{и} \quad t_{\text{охл}} &= -56{,}5 + \rho_1 \left(\frac{v}{100}\right)^2 \quad \text{при} \quad H > 11 \, км, \end{aligned}\right\} \quad (1.6г)$$

где t — температура воздуха по международному стандарту.

На фиг. 1.4 приведены кривые $t_д = f(v)$ и $t_{торм} = f(v)$, а на фиг. 1.5 температура воздуха при больших значениях высот и скоростях полета, равных 2М.

При скорости полета до 300 *м/сек* (1080 *км/час*) температура охлаждающего воздуха вследствие торможения струи не повышается более чем на 45° С, однако при скорости полета $v = 600$ *м/сек* она достигает 180° С, а при $v = 900$ *м/сек* (3240 *км/час*) — 405° С.

Очевидно, что при скоростях полета $v > 600$ *м/сек* охлаждение электрических машин самовентиляцией и продувом исключается.



Фиг. 1.5. Зависимость температуры воздуха от высоты и скорости полета (М=0 и М=2).

Механические нагрузки

Большие механические напряжения в авиационных электрических машинах возникают в результате вибрации и тряски первичного авиационного двигателя, а также обусловлены перегрузками от ускорений, имеющих место при эволюциях (подъеме, спуске и маневре), при стрельбе и т. д.

Частота и амплитуда вибрации и тряски определяются типом летательного аппарата и типом первичного двигателя. Их величины обычно устанавливаются в тактико-технических требованиях.

Механические нагрузки обычно возрастают с увеличением скорости полета и достигают величины, соответствующей 10 g и более. Частота вибрации колеблется от 10 до 500 *гц*.

Механические напряжения оказывают существенное влияние на конструкцию электрических машин и, в частности, на узлы сопряжений.

Положение в пространстве

Летательный аппарат и все находящееся на нем оборудование может занять любое положение в пространстве, что также оказывает влияние на конструкцию электрических машин и должно быть учтено при проектировании и, в частности, при выборе типа подшипника.

Срок службы

Электрические машины общего применения могут непрерывно работать в течение 10÷20 лет.

Срок службы авиационных электрических машин значительно ниже. Они должны безотказно и без ремонта работать 500 час. в течение $3^1/_2$ лет со дня выпуска их с завода. Срок службы некоторых авиационных электрических машин может быть и ниже (например, генераторов для противообледенителей, электрических машин для ракет и т. д.).

Срок службы оказывает влияние на выбор тепловых и электрических нагрузок, которые возрастают по мере снижения срока службы; типа и размеров подшипников, а также сорта смазки.

Величины допустимых температур изоляции обмоток определяются сроком службы (долговечностью машины), а также классом (сортом) применяемой изоляции.

Срок службы изоляции зависит от температуры. Так, изоляция из органических материалов (класса А) может служить 25 лет при температуре 100° и только 15 мин. при температуре 200°.

Срок службы изоляции может быть определен по уравнению типа

$$\tau = k_t e^{-0,088t} \text{ час.},$$

где k_t — опытный коэффициент;

t — температура обмотки;

τ — срок службы изоляции.

Для изоляции класса А коэффициент $k_t \approx 72 \cdot 10^7$ и при $t=150°$, $\tau=1200$ час.

Таким образом, принимая срок службы авиационных электрических машин равным 500 час., можно соответственно повысить допустимую температуру обмоток, а следовательно, и их электрическую нагрузку.

1.2. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К АВИАЦИОННЫМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ МАШИНАМ

Авиационные электрические машины должны удовлетворять общесоюзным стандартам на электрические машины. Кроме того, к ним предъявляются многообразные дополнительные требования, возникающие из особенностей условий работы. Эти требования составляют содержание *технических заданий* (ТЗ), на основании которых разрабатываются изделия и *технические требования* (ТТ), а по ним производится поставка оборудования.

Основными вопросами, входящими в ТЗ и ТТ, являются:

а) безотказная работа в любом положении в высотных условиях при различных ускорении, температуре, влажности, нагрузке и напряжении, что очевидно из ранее изложенного;

б) живучесть, автономность и простота обслуживания;

в) оптимальный вес и наименьшие габариты;

г) повышенная механическая прочность;

д) защита от радиопомех;

е) защита от попадания внутрь электрической машины масла, воды и топлива.

Живучестью любого устройства называют его способность продолжать работать при получении повреждения. Она обеспечивается стойкостью оборудования против повреждений и наличием автоматически включаемого дублера или резерва.

Автономностью летательного аппарата называют его способность обходиться без аэродромных технических средств.

Наличие резервного авиационного генератора, приводимого во вращение специальным двигателем, повышает автономность самолета, так как позволяет производить подготовку к взлету при неработающих авиационных двигателях.

Требование оптимального веса и наименьших габаритов очевидно: каждый килограмм лишнего веса оборудования снижает вес полезного груза и боевые качества летательного аппарата, а условия размещения электрических машин на корпусе авиадвигателя, встройка их в механизмы и т. д. требуют снижения габаритов.

Однако проблема наименьшего веса электрических машин должна быть увязана с их энергетическими показателями. Снижение веса электрической машины при одновременном снижении его к. п. д. может привести к отрицательным результатам вследствие дополнительного расхода топлива и уменьшения подъемной силы летательного аппарата. Важно получить оптимальную машину, которая дает наименьший вес с учетом энергетических показателей [1].

В авиации генеральная линия проектирования — это получение оборудования наименьшего веса. Однако электрические машины минимального веса не всегда означают, что летательный аппарат имеет наименьший вес. Чем ниже к. п. д. авиационного генератора, тем бóльший отбор мощности от авиадвигателя и бóльший весовой расход воздуха на его охлаждение. В результате повышается мощность (вес) авиадвигателя и расход топлива. Следовательно, при исчислении веса авиационной электрической машины необходимо учесть расход мощности и топлива на охлаждение, а также отбор мощности от авиадвигателя, т. е. исходить из ее полетного веса. В этом случае в зависимости от типа летательного аппарата и решается вопрос об оптимальном весе и к. п. д. электрической машины.

1.3. КЛАССИФИКАЦИЯ АВИАЦИОННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

В настоящее время отсутствует общепринятая классификация авиационных электрических машин.

[1] А. И. Бертинов, Проектирование самолетных электрических машин, Оборонгиз, 1953.

Области применения и разновидности авиационных электрических машин настолько многообразны, что их следовало бы классифицировать по основным признакам. Ниже предлагается основная классификация авиационных электрических машин по назначению, которая затем будет дана по отдельным типам машин, а именно:

а) генераторы постоянного и переменного тока для питания магистральной электрической сети, электропротивообледенительных систем, резервных и специальных устройств;

б) трансформаторы и автотрансформаторы однофазного и трехфазного тока;

в) двигатели постоянного и переменного тока — длительного, кратковременного и повторно-кратковременного режима для авиационного привода;

г) преобразователи централизованного и индивидуального питания гироскопических, радиолокационных и других систем;

д) электромашинные усилители систем управления;

е) специальные электрические машины для авиационных приборов, счетно-решающих устройств и следящих систем (сельсины, магнесины, малоинерционные исполнительные двигатели и т. д.).

В табл. 1.2 приведены основные авиационные системы электроснабжения, которые могут быть сведены к четырем группам:

а) системы постоянного тока низкого и повышенного напряжения;

б) системы переменного тока изменяющейся частоты;

в) системы переменного тока постоянной частоты;

г) смешанные или комбинированные системы.

Выбор системы электроснабжения определяется типом летательного аппарата, его назначением и тактико-техническими данными. Вследствие многообразия летательных аппаратов нет единой, оптимальной для всех случаев авиационной системы электроснабжения.

Системы постоянного тока могут быть выполнены на напряжение 30 и 120 *в*, а также на два напряжения: 30 и 120 *в* (фиг. 1.6 и 1.7).

При двух напряжениях напряжение 30 *в* используется для питания маломощных потребителей и, в частности, для осветительных ламп, у которых нить накала при 120 *в* становится столь тонкой, что не выдерживает вибрации.

Система постоянного тока напряжением 30 *в* является наиболее распространенной и освоенной. Она проста, безопасна и удовлетворяет тактико-техническим требованиям для малых и средних летательных аппаратов при полетах на высотах до 20 *км* при скоростях менее 500 *м/сек*.

Однако для тяжелых самолетов, требующих большей электрической мощности и длинных сетей, доходящих до 75÷100 *км*, эта система становится тяжелой вследствие чрезмерного веса проводов. Кроме того, при высотных и особенно при скоростных полетах снижается надежность работы скользящего коллекторного контакта

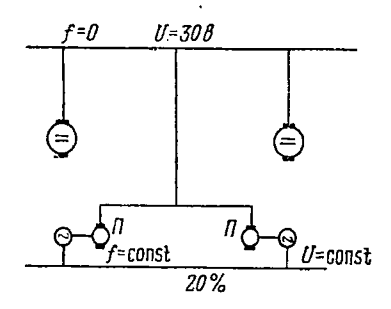
Таблица I. 2

Авиационные системы электроснабжения

Системы электро-снабжения	Генерирование: частота	Генерирование: напряжение *в*	Распределение: частота	Распределение: напряжение *в*	Примечание
Постоянного тока	Постоянный ток	30 120 120 30	Постоянный ток	28,5 — 120 28,5	Переменный ток от преобразователя
Переменно-постоянного тока	$f=\text{var}$	30 и более	Постоянный и переменный ток	28,5 и более	Выпрямление части переменного тока переменной частоты
Переменного тока	$f=\text{var}$	$U=\text{const}$	$f=\text{var}$	$U=\text{const}$	Автоматическое поддержание постоянного напряжения
	$f=\text{var}$	$U=\text{var}$	$f=\text{var}$	$U=\text{var}$	Автоматическое поддержание $\left(\frac{U}{f}\right)^n=\text{const}$
	$f=\text{var}$	$U=\text{var}$	$f=\text{var}$	$U=\text{const}$ и $\left(\frac{U}{f}\right)^n=\text{const}$	Применение вольтодобавочного генератора для поддержания $\left(\frac{U}{f}\right)^n=\text{const}$
	$n=\text{var}$ $f=\text{const}$	$U=\text{const}$	$f=\text{const}$	$U=\text{const}$	Преобразователь частоты, муфты, электрические схемы, тормоза
	$n=\text{const}$, $f=\text{const}$	$U=\text{const}$	$f=\text{const}$	$U=\text{const}$	Автономная установка
Смешанные системы	$f=\text{const}$, постоянный ток	$U=\text{const}$ $U=\text{const}$	$f=\text{const}$ Постоянный ток	$U=\text{const}$ $U=\text{const}$	Автономная установка с генератором постоянного тока от главного привода
	Постоянный ток $f=\text{var}$	$U=\text{const}$ $U=\text{const}$	Постоянный ток $f=\text{var}$	$U=\text{const}$ $U=\text{const}$	Генератор переменного тока и генератор постоянного тока от главного привода
	$f=\text{var}$ $f=\text{const}$	$U=\text{const}$ $U=\text{const}$	$f=\text{var}$ $f=\text{const}$	$U=\text{const}$ $U=\text{const}$	Генераторы от главного привода, автономная установка или генератор от главного привода с муфтой

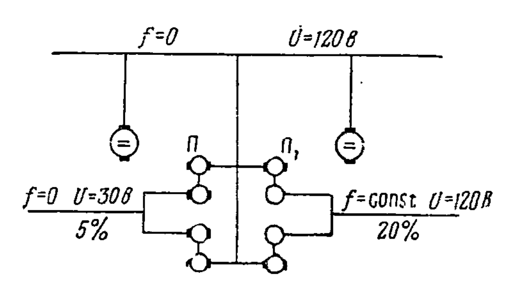
(щеток и коллектора) и его охлаждение становится затруднительным.

Система постоянного тока напряжением 120 *в* дает снижение в весе проводов по сравнению с системой напряжением 30 *в* примерно в 4,5 раза. Однако эта система обладает существенными недостатками:



Фиг. 1.6. Схема системы электроснабжения постоянным током 30 *в*.

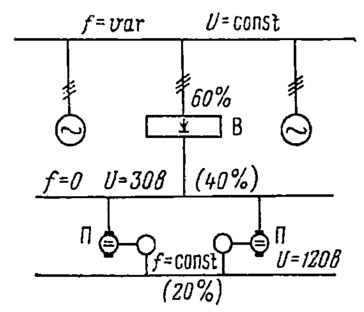
П—преобразователи постоянно-переменного тока стабилизированной частоты, потребляющие около 20% мощности генераторов.



Фиг. 1.7. Схема системы электроснабжения постоянным током 120 *в*.

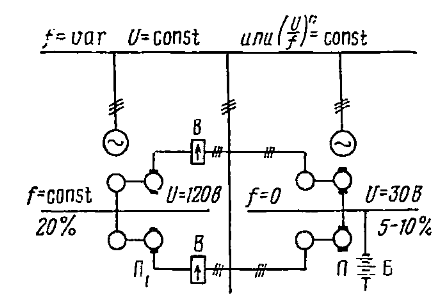
П—преобразователи постоянного тока в постоянный и П₁—в переменный.

а) ухудшается коммутация электрических машин, особенно двигателей малой мощности, вес которых возрастает;



Фиг. 1.8. Схема системы электроснабжения переменно-постоянным током.

В—выпрямитель, П—преобразователи.



Фиг. 1.9. Схема системы электроснабжения изменяющейся частоты.

В—выпрямители, П и П₁—преобразователи, Б—батарея аккумуляторов.

б) на больших высотах возникают затруднения с коммутационной и регулировочной аппаратурой, так как время гашения дуги возрастает вследствие снижения плотности воздуха;

в) вес аккумуляторных батарей на 120 *в* больше, чем батарей на 24 *в*;

г) требуется источник напряжения 30 *в* для питания аппаратуры, инструмента, ламп и т. д.

Эта система не может быть рекомендована для применения как менее надежная и обладающая плохими высотными характеристиками.

Наличие двух напряжений усложняет систему, однако дает возможность снизить вес проводов.

Система переменно-постоянного тока состоит из генераторов переменного тока изменяющейся частоты и выпрямителей (фиг. 1.8).

Часть энергии переменного тока изменяющейся частоты используется непосредственно, а часть выпрямляется полупроводниковыми выпрямителями с напряжением постоянного тока 28,5 *в*.

Преимуществом этой системы является возможность повышения мощности генераторов без увеличения их габаритов, т. е. снижения относительного веса генераторов; некоторое снижение веса системы и возможность применения освоенной аппаратуры системы постоянного тока напряжением 30 *в*. Применение германиевых выпрямителей дает возможность резко снизить вес выпрямителя, а применение кремниевых выпрямителей, кроме того, использовать их при температуре до 200° С.

Системы переменного тока изменяющейся частоты могут быть выполнены в разных вариантах (см. табл. 1.2), а именно:

а) частота—изменяющаяся, напряжение автоматически поддерживается неизменным при помощи регулятора напряжения; в этом случае момент вращения асинхронных электродвигателей уменьшается с увеличением частоты и, следовательно, габариты двигателей должны быть выбраны завышенными, так как при максимальной частоте необходимо обеспечить заданный пусковой и максимальный момент вращения;

б) напряжение системы при изменении частоты автоматически регулируется по закону $(U/f)'' = \text{const}$; в этом случае моменты вращения асинхронных двигателей при изменении частоты остаются практически неизменными, но другие потребители получают изменяющееся напряжение, что непригодно для осветительных ламп, нагревательных приборов и т. д. (фиг. 1.9);

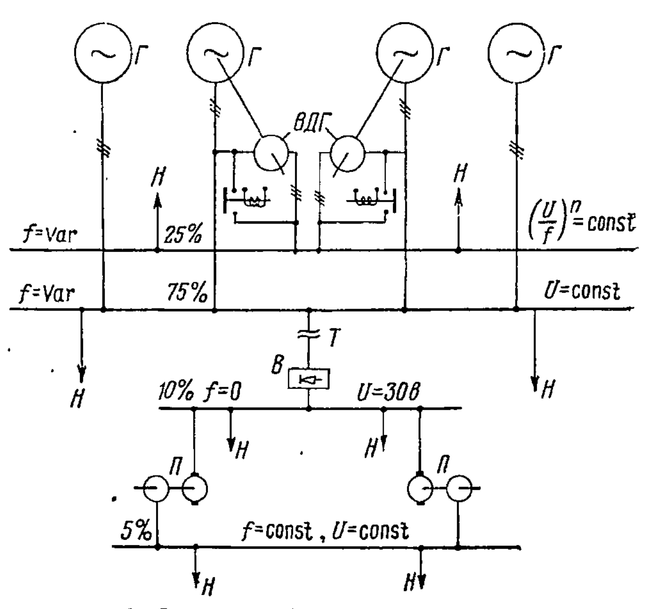
в) смешанная система, в которой часть энергии распределяется при постоянном напряжении $U = \text{const}$, а часть энергии, предназначенная для питания электродвигателей, распределяется при напряжении, изменяющемся по закону $(U/f)'' = \text{const}$ (может быть осуществлена при помощи вольтодобавочного генератора, как это показано на фиг. 1.10).

Общим недостатком всех систем переменного тока изменяющейся частоты являются необходимость дополнительной системы электроснабжения постоянной частоты для питания специальной аппаратуры; увеличение веса трансформаторов, двигателей, конденсаторов, усилителей и др., размеры которых определяются минимальным значением частоты, усложнение параллельной работы.

Система переменного тока постоянной частоты при постоянном напряжении является наиболее пригодной для авиации. Постоянная частота генераторов может быть получена различными способами, которые наряду со свойствами этой системы будут рассмотрены ниже.

До последнего времени в авиации в основном применялся постоянный ток напряжением 24÷30 *в*, но так как теперь в условиях все возрастающих мощностей он уже не удовлетворяет современным требованиям авиации как в отношении веса электрооборудования, так и надежности, особенно при скоростных и высотных полетах, то стал применяться переменный ток.

В СССР в 1934 г. на самолете-гиганте А. Н. Туполева «Максим Горький» был широко применен переменный трехфазный ток частотой 50 *гц*, напряжением 120 *в*.



Фиг. 1.10. Схема комбинированной системы изменяющейся частоты.

ВДГ—вольтодобавочные генераторы, Т—трансформатор, В—выпрямитель, П—преобразователь, Н—нагрузка.

Общая мощность потребителей постоянного и переменного тока составляла 31,6 *квт*. На самолете были установлены два трехфазных синхронных генератора мощностью 3 и 5,5 *ква*, напряжением 120 *в* и два генератора постоянного тока мощностью 3 и 5,8 *квт*, напряжением 27 *в*. Генераторы приводились во вращение специальными двигателями внутреннего сгорания со скоростью 3000 об/мин.

Основные преимущества применения переменного тока в авиации характеризуются следующими данными.

Относительный вес авиационных генераторов постоянного тока, мощностью от 3 до 30 *квт* при скорости вращения 4000÷9000 об/мин достигает величины 4÷2 *кг/квт*, тогда как генераторы переменного тока могут быть построены в диапазоне мощности от 10 до 100 *ква* при скорости вращения 8000÷6000 об/мин и относительном весе 1,5÷0,75 *кг/ква*, т. е. значительно легче, чем генераторы постоянного тока.

Сопоставление весов авиационных двигателей постоянного и переменного тока показывает, что двигатели переменного тока примерно в 2÷3 раза легче, чем соответствующие двигатели постоянного тока.

Авиационные потребители электроэнергии можно разделить на три группы (табл. 1.3):

1. Потребители, которым безразличен род тока, — противообледенительные устройства, нагрев, освещение и т. д.; их мощность достигает 75% потребляемой мощности.

2. Потребители, требующие переменного тока постоянной частоты,—приборы связи и радиолокации, гироскопические приборы и т. д.; их мощность составляет около 20% общей мощности.

3. Потребители, требующие постоянного тока постоянного напряжения, — приборы управления; их мощность — около 5% общей мощности.

Таким образом, система переменного тока постоянной частоты удовлетворяет около 95% потребителей по мощности и лишь 5% мощности необходимо преобразовывать в постоянный ток, в то время как при системе постоянного тока необходимо преобразовывать до 20% мощности при помощи вращающихся преобразователей, имеющих низкий к. п. д. и большой относительный вес. Важно отметить, что мощность потребителей, требующих переменного тока, имеет тенденцию к возрастанию, а мощность потребителей постоянного тока снижается.

Вес электрической сети достигает сотен килограммов и увеличивается быстрее, чем вес электрооборудования, превосходя у крупных самолетов 50% веса электрооборудования. Таким образом, возникает настоятельная необходимость повышения напряжения бортовой сети, что целесообразнее осуществить переходом на переменный ток.

Таблица 1.3

Примерное распределение электроэнергии на современных самолетах

Области применения	Средняя потребляемая мощность %	Род тока
Электроизмерительные и контрольные приборы	1,5	Постоянный
Освещение	4,0	Безразличен
Радиоустройства и электроавтоматика	20	Переменный
Электромеханизмы	20,0	Безразличен
Электронагрев	50,0	»
Разное	4,5	—

Ниже приведены преимущества и недостатки систем электроснабжения постоянным и переменным током.

Преимущества применения системы постоянного тока

1. Простота параллельной работы генераторов — не требуется регулирования скорости.
2. Бо́льшие пусковые и перегрузочные моменты вращения двигателей.
3. Экономичность и простота регулирования скорости вращения двигателей.
4. Меньший вес проводов сети при том же напряжении.

Недостатки

1. Ограничения в отношении мощности, скорости, напряжения, высотности.
2. Меньшая надежность, бо́льший вес и габариты аппаратуры.
3. Бо́льшая мощность преобразования (20%).

Преимущества применения системы переменного тока

1. Большая высотность благодаря отсутствию коллекторов; простота и надежность оборудования.
2. Большая предельная мощность генераторов.
3. Меньший вес и габариты генераторов и двигателей.
4. Возможность повышения напряжения до 208 *в* и снижения веса сети.
5. Снижение помех радиоприему.
6. Меньшая мощность преобразования (5%).
7. Возможность работы при обрыве фаз.

Недостатки

1. Наличие устройства для преобразования частоты и более сложная аппаратура для параллельной работы.
2. Потребление реактивной мощности.
3. Усложнение регулирования скорости двигателей.

1.4. НАПРЯЖЕНИЕ, ЧАСТОТА И ЧИСЛО ФАЗ

Напряжение электрической системы и генератора определяется: величиной передаваемой мощности; потребителями электроэнергии; допустимым падением напряжения в сети; безопасностью для персонала и летательного аппарата; надежностью работы в высотных условиях; стремлением уменьшить мощность трансформаторов и преобразователей. Кроме того, необходимо учитывать расстояние между токоведущими частями, тип изоляции, время гашения дуги и величину токов короткого замыкания.

По мере увеличения мощности системы и длины электрической сети возрастает и величина рационального напряжения. Повышение напряжения приводит к снижению сечения проводов. При этом надо помнить, что снижать сечение провода ниже определенного размера, например 0,5 *мм²*, из условий его механической прочности нельзя. Таким образом, чрезмерное повышение напряжения нежелательно, так как в этом случае сечение проводов будет ограничиваться не плотностью тока или допустимым падением напряжения в сети, а его механической прочностью.

С точки зрения безопасности для персонала напряжение постоянного тока не должно превышать 24 *в*, а напряжение переменного тока — 40 *в*. Таким образом, на современном летательном аппарате, имеющем, как правило, более высокое напряжение, необходимо соблюдать правила техники электрической безопасности.

Опасность пожара от устойчивого дугового разряда может возникнуть при установившемся коротком замыкании. Возможны два вида коротких замыканий: когда короткое замыкание самоликвидируется после быстрого местного обгара проводов и конструкции, и когда в результате продолжительного горения дуги происходит сварка проводов и возникает более опасное — установившееся короткое замыкание.

Характер протекания процесса короткого замыкания зависит от величины тока, сечения проводов и состояния контактной поверхности.

Дуга постоянного тока при равных условиях горит дольше, чем дуга переменного тока, особенно на больших высотах и при повышенных напряжениях

Большие токи короткого замыкания приводят к местному обгоранию проводов, при этом время горения дуги не превосходит 0,1÷0,3 сек. и при негорючей изоляции проводов угроза пожара невелика. Малые токи короткого замыкания более опасны, так как при этом наблюдается более устойчивое и более длительное горение дуги.

Опыт показал, что при напряжении до 30 *в* последствия коротких замыканий практически не опасны.

При более высоких напряжениях, особенно на постоянном токе, опасность пожара возрастает и при напряжениях более 250 *в* самоустранение короткого замыкания затруднительно.

Величина напряжения влияет на вес электрооборудования, а именно — повышение напряжения приводит к некоторому увеличению веса генераторов и двигателей тем больше, чем меньше их мощность. Повышение веса машины объясняется уменьшением коэффициента заполнения активного слоя медью вследствие повышения относительных размеров изоляции и снижения сечения проводов.

При повышении напряжения авиационных машин постоянного тока их размеры и вес возрастают при мощностях ниже 10 *квт* и

снижаются при мощностях выше 20 *квт*. Последнее объясняется тем, что в машинах малой мощности уменьшение веса коллектора не компенсирует повышения веса машины, вызванного снижением степени использования активного слоя.

Вес коммутационной аппаратуры и арматуры (зажимы, разъемы) снижается, а вес аккумуляторных батарей (системы постоянного тока) возрастает с увеличением напряжения.

Потери энергии в системе снижаются с повышением напряжения, так как уменьшается относительное значение падения напряжения на контактах и в проводах; кроме того, в системах постоянного тока резко снижаются потери на коллекторах электрических машин.

В самолетах, потребляющих более 50 *квт*, при напряжении 30 *в* сечение проводов сети выбирается не из условий допустимой плотности тока, а из условий допустимого падения напряжения, т. е. заведомо завышенного сечения. Следовательно, в данном случае необходимо повышать напряжение системы и генератора, что легко осуществимо при переходе на переменный ток.

Расчеты показывают, что для самолета с полетным весом в 10 *т* повышение напряжения выше 120 *в* не дает заметного уменьшения веса проводов, так как 90% проводов уже имеют минимальное допустимое сечение из условий механической прочности. Следовательно, в данном случае повышать напряжение сети нет смысла. У летательного аппарата с полетным весом 50 *т* при 120 *в* примерно 75% проводов имеют минимально допустимое сечение, т. е. в этом случае дальнейшее повышение напряжения имеет смысл.

Сопоставление различных электросистем по весу меди сети при постоянном значении номинальной мощности, одинаковой длине сети и плотности тока приведено в табл. 1.4.

С точки зрения снижения веса проводов сети выгодно применение постоянного тока напряжением 120 *в*. Однако такое напряжение

Таблица 1.4

Сопоставление веса проводов системы электроснабжения на постоянном и переменном токе

Род тока	Система электроснабжения	Напряжение *в*	Вес меди %
Постоянный	Однопроводная система, обратный провод заземлен	27 120	100 22,5
Переменный	Двухпроводная система	120	45,0
	Трехпроводная трехфазная система при cos φ =0,75	208/120	30

постоянного тока, как было выяснено ранее, встречает затруднения при высотных полетах.

Для систем электроснабжения с установленной мощностью генераторов порядка 100÷300 *ква* и длиной проводов порядка 100 *км* оптимальным, безопасным и надежным является напряжение переменного трехфазного тока величиной 208/120 *в*. Для этих условий напряжение постоянного тока величиной 30 *в* не является оптимальным, а система менее надежна вследствие наличия коллекторов.

При дальнейшем повышении мощности авиационных систем электроснабжения (1000 *ква*) напряжение переменного тока, возможно, будет увеличено до 380/220 *в*.

Таким образом, в современных авиационных системах электроснабжения применяется: напряжение постоянного тока 30 *в* (на зажимах генератора и 28,5 *в* в сети); напряжение трехфазного переменного тока 208/120 *в* (на зажимах генератора и 200/115 *в* — в сети) и напряжение однофазного переменного тока 120 *в* (на зажимах генератора и 115 *в* — в сети).

Следует отметить, что колебание напряжения в авиационной сети постоянного тока достигает $\pm 10\%$; оно обусловлено падением напряжения в сети при изменении тока от нуля до номинального значения, большим изменением параметров охлаждающего воздуха и несовершенством регуляторов напряжения.

Современные регуляторы напряжения, применяемые в системах постоянного тока, обеспечивают колебание напряжения на зажимах генератора в пределах 3,5 *в* (при изменении нагрузки от нуля до номинала, температуры от +50 до —60° С и при полетах на высоте до 20 *км*).

Современные авиационные генераторы переменного тока общего применения с регуляторами напряжения обеспечивают постоянство напряжения на своих зажимах с точностью $\pm 4\%$. В последнее время разработаны генераторы с системами регулирования, обеспечивающие постоянство напряжения на зажимах с точностью $\pm 1{,}5 \div 0{,}5\%$.

Уменьшение колебания напряжения на зажимах генератора позволяет сузить диапазон изменения напряжения в сети и, следовательно, снизить вес электрооборудования, однако дальнейшее повышение точности регулирования напряжения генераторов приводит к неустойчивости параллельной работы.

Частота переменного тока и выбор ее определяются требованиями потребителей; скоростью вращения генераторов, двигателей и механизмов; потерями энергии от вихревых токов и гистерезиса.

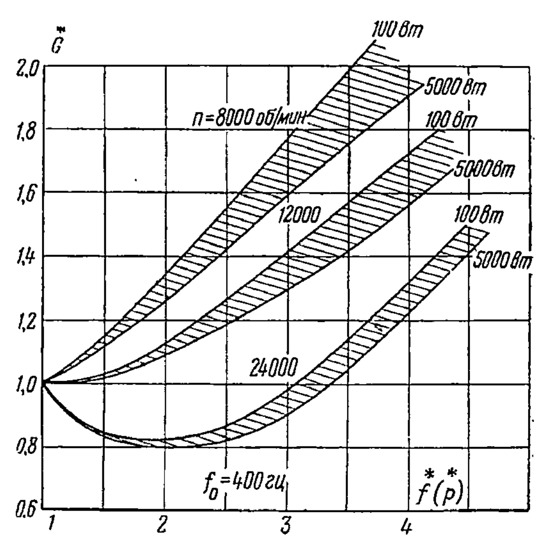
Все авиационные потребители электроэнергии могут быть разделены на три группы:

а) потребители, для которых частота и даже род тока безразличны (нагревательные и осветительные устройства);

б) потребители, для которых желательно повышение частоты; к ним относятся статические электромагнитные устройства (трансформаторы, магнитные усилители и т. д.), конденсаторы, фильтры и т. д.;

в) потребители, для которых повышение частоты выше 400 *гц* нежелательно, — электродвигатели, электрическая сеть и т. д.

В радиоустановках и системах автоматики широко применяются магнитные усилители и трансформаторы, повышение частоты для которых до 2000 *гц* и более приводит к снижению веса и повышению быстродействия систем автоматики.



Фиг. 1.11. Относительный вес электродвигателей разной мощности в зависимости от частоты; за единицу принят вес двигателя при 400 *гц*.

С другой стороны, большинство современных авиационных электромеханизмов имеет электрические двигатели кратковременного действия на 10 000÷12 000 об/мин и продолжительного действия на 6000÷8000 об/мин. При этих условиях целесообразно выполнять двигатели четырех- и шестиполюсными ($2p=4$ и 6) при частоте

$$f=\frac{pn}{60}=\frac{(3\div2)(8000\div12\,000)}{60}=400 \text{ гц}.$$

Дальнейшее повышение скорости электрических двигателей лимитируется качеством каталожных шарикоподшипников, низким к. п. д. редуктора, величина которого снижается с увеличением передаточного числа, и повышением электромеханической постоянной времени.

На фиг. 1.11 приведены зависимости относительного веса авиационных электродвигателей от частоты при $n=8000$, 12 000 и 24 000 об/мин.

Скорость вращения современных авиационных генераторов постоянного тока достигает 10 000÷12 000 об/мин. Скорость вращения генераторов переменного тока с явно выраженными полюсами при мощности 15÷100 *ква* равна 8000÷6000 об/мин при шести-восьми полюсах, а при неявновыраженных полюсах достигает 12 000÷24 000 об/мин при четырех-двух полюсах.

Повышение скорости вращения генераторов лимитируется механической прочностью ротора, из условий которой неявнополюсные генераторы могут быть построены с окружной скоростью до 200 *м/сек*, а явнополюсные — до 70÷80 *м/сек*.

При мощностях 10÷100 *ква* и скорости вращения 6000÷12 000 об/мин хорошие весовые и энергетические показатели имеют восьми-четырехполюсные генераторы, т. е. также при частоте 400 *гц*.

Влияние изменения частоты на размеры и потери трансформатора[1]

Как влияет изменение частоты на размеры статических электромагнитных устройств, легко проследить, исследуя трансформатор.

Электромагнитная мощность, развиваемая трансформатором, равна

$$S_э = mEI = 8{,}88 \frac{f}{400} \frac{B}{10\,000} jS_м S_с \; [ва]$$

или

$$\frac{S_э}{S_м S_с} = 8{,}88 \frac{f}{400} \frac{B}{10\,000} j \; [ва/см^4],$$

где

$$mwI = 100\, mwjq_м = 100\, jS_м \quad [a];$$

B и $S_с$ — индукция в сердечнике и его сечение в $см^2$;
m и w — число фаз и число витков в фазе;
j — плотность тока в $а/мм^2$;
$q_м$ — поперечное сечение одного проводника в $см^2$;
$S_м = mwq_м$ — полное поперечное сечение меди m фаз обмотки.

Из рассмотрения ряда геометрически подобных трансформаторов видно, что для них характерно пропорциональное изменение всех линейных размеров и постоянство степени заполнения окна медью и поперечного сечения стержня сталью.

В рассматриваемом случае сечение меди $S_м$, сечение стали $S_с$ и поверхность трансформатора $П$ изменяются пропорционально квадрату линейных размеров; вес (объем) меди $G_м$ и стали $G_с$, т. е. активный вес $G_а$ трансформатора изменяется пропорционально кубу линейных размеров, электромагнитная мощность изменяется пропорционально четвертой степени линейных размеров.

Таким образом, можно записать, что $S_м \equiv S_с \equiv П \equiv l^2$,

$$G_м \equiv G_с \equiv l^3 \quad и \quad S_э \equiv S_м S_с \equiv l^4.$$

[1] А. И. Бертинов, Влияние частоты на размеры и потери трансформатора, «Электротехника», Известия ВУЗ, 1958, № 1.

Для упрощения анализа в дальнейшем применяются относительные единицы, и величинам, соответствующим исходной частоте, присваивается индекс «0», а относительным единицам—значок «*», т. е.

$$\overset{*}{f}=\frac{f}{f_0},\quad \overset{*}{B}=\frac{B}{B_0},\quad \overset{*}{G}=\frac{G}{G_0},\quad \overset{*}{П}=\frac{П}{П_0},\quad \overset{*}{P}_{с}=\frac{P_{с}}{P_{с0}},\quad \overset{*}{l}=\frac{l}{l_0}\ \text{и т. д.}$$

Учитывая изложенное, можно записать

$$\overset{*}{S}_{э}=\frac{S_{э}}{S_{э0}}=\overset{*}{B}\overset{*}{j}\overset{*}{f}\overset{*}{S}_{м}\overset{*}{S}_{с}=\overset{*}{B}\overset{*}{j}\overset{*}{f}\overset{*}{l}{}^{4},$$

откуда определяют линейный размер трансформатора

$$\overset{*}{l}=\left(\frac{\overset{*}{S}_{э}}{\overset{*}{B}\overset{*}{j}\overset{*}{f}}\right)^{0,25}=\overset{*}{S}_{э}{}^{0,25}(\overset{*}{B}\overset{*}{j}\overset{*}{f})^{-0,25},$$

поверхность и поперечное сечение

$$\overset{*}{П}=\overset{*}{S}_{м}=\overset{*}{S}_{с}=\overset{*}{l}{}^{2}=\overset{*}{S}_{э}{}^{0,5}(\overset{*}{B}\overset{*}{j}\overset{*}{f})^{-0.5},$$

а также вес

$$\overset{*}{G}_{м}=\overset{*}{G}_{с}=\overset{*}{G}_{а}=\overset{*}{l}{}^{3}=\overset{*}{S}_{э}{}^{0,75}(\overset{*}{B}\overset{*}{j}\overset{*}{f})^{-0,75}.$$

П о т е р и в с т а л и от перемагничивания определяются известным выражением

$$P_{с}=k_{с}k_{в.с}B^{n''}f^{n'}G_{с}\quad [вт],$$

или в относительной форме

$$\overset{*}{P}_{с}=\overset{*}{k}_{в.с}\overset{*}{B}{}^{n''}\overset{*}{f}{}^{n'}\overset{*}{G}_{с}.$$

П о т е р и в м е д и обмоток трансформатора

$$P_{м}=k_{м}k_{в.м}j^{2}G_{м}\quad [вт]$$

или в относительной форме

$$\overset{*}{P}_{м}=\overset{*}{k}_{в.м}\overset{*}{j}{}^{2}\overset{*}{G}_{м}.$$

Здесь $k_{в.с}$ ($\overset{*}{k}_{в.с}$) и $k_{в.м}$ ($\overset{*}{k}_{в.м}$) — коэффициенты, учитывающие увеличение потерь под влиянием реакции вихревых токов соответственно для активной стали и меди обмоток и зависящие (при прочих равных условиях) от частоты; приближенно они могут быть представлены в виде

$$\overset{*}{k}_{в.с}\approx\overset{*}{f}{}^{\alpha_1}>1\quad \text{и}\quad \overset{*}{k}_{в.м}\approx\overset{*}{f}{}^{\alpha_2}>1,$$

где

$$\alpha_1<1,\quad \alpha_2<1\quad \text{и}\quad \overset{*}{f}>1.$$

Если в выражениях для потерь заменить $\overset{*}{G}_м$ и $\overset{*}{G}_с$ их значениями, то получают соответственно

$$\overset{*}{P}_с = \overset{*}{S}_э^{0,75} \overset{*}{B}^{n''-0,75} \overset{*}{j}^{-0,75} \overset{*}{f}^{n'-0,75+\alpha_1}$$

и

$$\overset{*}{P}_м = \overset{*}{S}_э^{0,75} \overset{*}{B}^{-0,75} \overset{*}{j}^{1,25} \overset{*}{f}^{-0,75+\alpha_2}.$$

Таким образом, потери в стали и меди выражены в функции электромагнитной мощности $\overset{*}{S}_э$, индукции в сердечнике $\overset{*}{B}$, плотности тока в обмотках $\overset{*}{j}$ и частоты тока питающей сети $\overset{*}{f}$.

Пользуясь последними выражениями, определяют суммарные потери трансформатора $\Sigma\overset{*}{P}$ и отношение постоянных потерь ($\overset{*}{P}_с$) к переменным ($\overset{*}{P}_м$), т. е.

$$\sum \overset{*}{P} = \frac{P_м + P_с}{P_{м0} + P_{с0}} = \overset{*}{P}_м \frac{1 + k_{P0}\overset{*}{k}_P}{1 + k_{P0}}$$

или

$$\sum \overset{*}{P} = \frac{1 + k_{P0}\overset{*}{k}_P}{1 + k_{P0}} \overset{*}{P}_э^{0,75} \overset{*}{B}^{-0,75} \overset{*}{j}^{1,25} \overset{*}{f}^{-0,75+\alpha_2},$$

где

$$k_{P0} = \frac{P_{с0}}{P_{м0}} \quad и \quad \overset{*}{k}_P = \frac{\overset{*}{P}_с}{\overset{*}{P}_м} = \overset{*}{B}^{n''} \overset{*}{j}^{-2} \overset{*}{f}^{n'+\alpha_1-\alpha_2}$$

— отношение постоянных потерь трансформатора к переменным.

Относительные размеры трансформатора при повышении частоты в конечном счете определяются условиями нагрева. Относительный объем трансформатора изменяется пропорционально кубу линейных размеров, а относительная поверхность теплоотдачи — пропорционально квадрату линейных размеров.

Таким образом, удельный тепловой поток, который характеризует нагрев трансформатора, при постоянных потерях в трансформаторах будет возрастать пропорционально первой степени линейных размеров. В действительности положение более благоприятно, так как относительные суммарные потери с повышением частоты снижаются и, следовательно, увеличение удельного теплового потока происходит в меньшей степени, чем снижение линейного размера $\overset{*}{l}$.

Нагрев трансформатора закрытого типа в первом приближении может быть охарактеризован удельным тепловым потоком, т. е. отношением суммы потерь ко всей наружной поверхности трансформатора

$$\overset{*}{A}_t = \frac{\Sigma\overset{*}{P}}{\overset{*}{П}} = \frac{1 + k_{P0}\overset{*}{k}_P}{1 + k_{P0}} \overset{*}{S}_э^{0,25} \overset{*}{B}^{-0,25} \overset{*}{j}^{1,75} \overset{*}{f}^{-0,25+\alpha_2}.$$

Для уяснения полученных результатов рассмотрим конкретный случай, приняв, что электромагнитная мощность трансформатора

неизменна, т. е. $\overset{*}{S}_э = 1$; удельный тепловой поток сохраняет свое значение, т. е. условия охлаждения практически одинаковы для трансформаторов разных частот $(\overset{*}{A}_t = 1)$; отношение постоянных потерь к переменным сохраняется постоянным, т. е. $\overset{*}{k}_p = 1$; толщина и сорт стали, а также размеры провода остаются неизменными, причем $n' = 1{,}35$ и $n'' = 2{,}0$.

Учитывая изложенное, плотность тока, индукция, вес и потери в зависимости от частоты будут:

$$\overset{*}{B} = \overset{*}{j}^{\frac{2}{n''}} \overset{*}{f}^{-\frac{n' + \alpha_1 - \alpha_2}{n''}} \quad \text{или} \quad \overset{*}{B} \approx \overset{*}{j}\overset{*}{f}^{-0{,}675},$$

где принято $\overset{*}{k}_p = 1$ и $\alpha_1 - \alpha_2 \approx 0$;

$$\overset{*}{A}_t = \overset{*}{j}^{\frac{3{,}5n'' - 1}{2n''}} \overset{*}{f}^{-\frac{n'' - n' - (\alpha_1 - \alpha_2)}{4n''} + \alpha_2}$$

или

$$\overset{*}{A}_t \approx \overset{*}{j}^{1{,}5} \overset{*}{f}^{-0{,}0813 + \alpha_2}.$$

Из условия постоянства удельного теплового потока

$$\overset{*}{j} = \overset{*}{f}^{\frac{n'' - n' - 4n''\alpha_2 - (\alpha_1 - \alpha_2)}{7n'' - 2}} \quad \text{или} \quad \overset{*}{j} \approx \overset{*}{f}^{0{,}0542 - 0{,}67\alpha_2},$$

и

$$\overset{*}{B} = \overset{*}{f}^{\left(\frac{n'' - n' - 4n''\alpha_2 - (\alpha_1 - \alpha_2)}{7n'' - 2} \frac{2}{n''} - \frac{n'}{n''}\right)} \quad \text{или} \quad \overset{*}{B} \approx \overset{*}{f}^{-(0{,}621 + 0{,}67\alpha_2)}.$$

Пользуясь значениями $\overset{*}{j}$ и $\overset{*}{B}$, получают искомые выражения для веса и потерь трансформатора:

$$\overset{*}{G}_с = \overset{*}{G}_м = \overset{*}{G}_э = (\overset{*}{B}\overset{*}{j}\overset{*}{f})^{-0{,}75} \approx \overset{*}{f}^{-0{,}325 + \alpha_2},$$

$$\sum \overset{*}{P} = \overset{*}{P}_м \approx \overset{*}{f}^{-0{,}217 + 0{,}67\alpha_2}.$$

На фиг. 1.12 приведено семейство кривых, соответствующих

$$\overset{*}{j}, \overset{*}{B}, \sum \overset{*}{P} \quad \text{и} \quad \overset{*}{G} = \varphi(\overset{*}{f}),$$

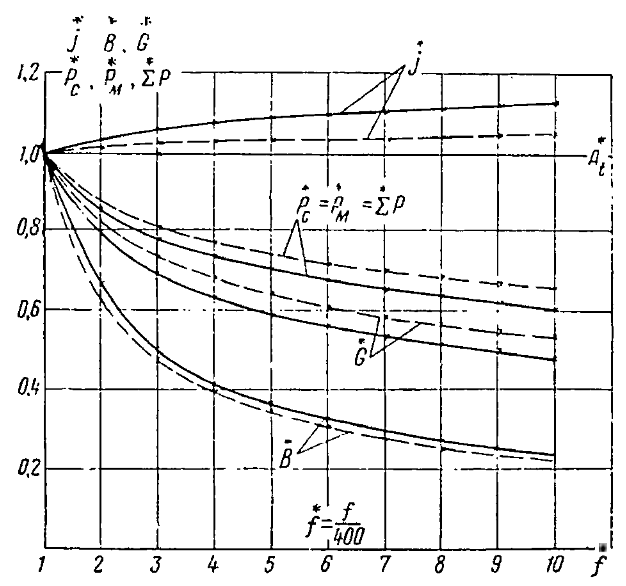
при

$$\overset{*}{A}_t = 1, \overset{*}{k}_p = 1, \overset{*}{S}_э = 1, n' = 1{,}35, n'' = 2{,}0 \text{ и } \alpha_1 \approx \alpha_2 = 0.$$

При учете явления вытеснения $(\alpha_1 \neq \alpha_2 \neq 0)$ индукция в сердечнике снижается и вес возрастает (пунктирные линии). Снижение величины показателя степени n'' (при индукции) и повышение показателя степени n' (при частоте) приводит к повышению степени снижения индукции и соответствующему повышению веса.

Из сказанного следует, что с повышением частоты активный вес трансформатора монотонно снижается, причем степень снижения зависит от сорта и размеров стали (значений n', n'', α_1).

Однако опыт и более детальный анализ показывают, что снижение активного веса трансформатора с увеличением частоты имеет место только до определенного значения частоты, после которого активный вес трансформатора начинает возрастать. Последнее



Фиг. 1.12. Относительные значения веса, индукции, плотности тока и потерь трансформатора в зависимости от частоты. Сплошные линии — без учета вытеснения, пунктирные — с учетом вытеснения.

объясняется возрастанием дополнительных потерь и тем, что реальная поверхность охлаждения возрастает медленнее, чем квадрат линейного размера трансформатора. Следовательно, *повышение частоты приводит к снижению веса трансформатора и повышению его к. п. д.; при определенном значении частоты (практически более 2000 гц), зависящей от конструкции трансформатора, сорта и размера стали, активный вес трансформатора минимален.*

Влияние частоты на размеры электрических машин

Если повысить скорость вращения генератора при неизменном токе возбуждения, то индукция и поток в воздушном зазоре машины сохраняют свои значения. Напряжение, частота и электромагнитная мощность генератора возрастут пропорционально увеличению скорости вращения. Чтобы сохранить напряжение на зажимах генератора неизменным, необходимо при неизменной плотности тока

уменьшить количество проводов якоря и повысить их сечение пропорционально скорости вращения.

Таким образом, в данном случае *генератор будет развивать бо́льшую мощность при повышенной частоте и неизменном значении напряжения.* В рассматриваемом примере сохраняется плотность тока в обмотках возбуждения и якоря, линейная нагрузка, нагрузка магнитной цепи (значения магнитной индукции) и, следовательно, коэффициент использования $\sigma = k_\sigma A B_\delta$; при этом повышаются удельные потери в стали и в меди. Увеличение электромагнитной мощности, уменьшение относительного объема и веса получены в результате повышения скорости вращения, которому сопутствовало повышение частоты э. д. с. якоря.

Изложенное в одинаковой степени относится к машинам постоянного и переменного тока. В машинах постоянного тока имеется в виду повышение частоты э. д. с. в секциях обмотки якоря.

Очевидно, что повышение скорости вращения n не всегда возможно, так как она ограничивается механической прочностью вращающихся частей машины и работоспособностью подшипников. Если исходить из неизменной скорости вращения, то повышение частоты достигается увеличением числа полюсов.

Увеличение частоты повышением числа полюсов при заданном диаметре якоря D, длине l и скорости вращения n приводит к снижению полюсного деления и, следовательно, величины потока на полюс при неизменной индукции в воздушном зазоре ($B_\delta = \text{const}$); повышению удельных потерь в меди и стали; снижению степени заполнения активной зоны медью.

В результате уменьшения величины потока на полюс снижается высота спинок сердечника якоря и ярма. Последнее приводит к уменьшению наружного и увеличению внутреннего диаметра машины, если уменьшение высоты спинок не ограничивается механической прочностью.

Учитывая изложенное, можно утверждать, что *при неизменной скорости вращения повышение частоты синхронных и асинхронных машин может приводить к снижению относительного объема и веса машины лишь в той ограниченной степени, в какой выгодно повышать число полюсов.*

При исследовании влияния частоты использованы относительные величины, которые обозначены значком «*», а величины, относящиеся к исходной частоте — индексом «0». Тогда выражения в относительных единицах, необходимые для дальнейшего анализа, при $\overset{*}{S}_э = 1$ будут иметь следующий вид.

Диаметр якоря
$$\overset{*}{D} = \sqrt[3]{\frac{\overset{*}{P}}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{n}\overset{*}{\lambda}}},$$

где $\overset{*}{\lambda} = \frac{\lambda}{\lambda_0} = \frac{\overset{*}{l}}{\overset{*}{\tau}}$ — конструктивный фактор.

Полюсное деление

$$\overset{*}{\tau}=\frac{\overset{*}{D}}{\overset{*}{p}}=\sqrt[3]{\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{n}\overset{*}{\lambda}\overset{*}{p}^2}}=\sqrt[3]{\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{\lambda}\overset{*}{f}\overset{*}{p}}}.$$

Окружная скорость

$$\overset{*}{v}=\overset{*}{D}\overset{*}{n}=\sqrt[3]{\frac{\overset{*}{n}^2\overset{*}{p}}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{\lambda}}}=\sqrt[3]{\frac{\overset{*}{n}\overset{*}{f}}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{\lambda}}}.$$

Длина машины

$$\overset{*}{l}=\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{n}\overset{*}{D}^2}=\sqrt[3]{\frac{\overset{*}{\lambda}^2}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{n}\overset{*}{p}^2}}=\sqrt[3]{\frac{\overset{*}{\lambda}^2}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{f}\overset{*}{p}}}.$$

Объем якоря по диаметру расточки

$$\overset{*}{D}^2\overset{*}{l}=\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{n}},$$

где

$$\overset{*}{p}=\frac{p}{p_0},\quad \overset{*}{\sigma}=\frac{\sigma}{\sigma_0}$$

и т. д.

Поскольку изменить частоту можно изменением числа полюсов или скорости вращения, то ниже рассматриваются эти два способа.

1. Пусть $\overset{*}{p}=\overset{*}{f}$ и $\overset{*}{n}=1=\text{const}$, тогда возможны три варианта.

а) Диаметр якоря и окружная скорость неизменны, а полюсное деление изменяется обратно пропорционально частоте, т. е.

$$\overset{*}{D}=\overset{*}{v}=1 \text{ и } \overset{*}{\tau}=\overset{*}{f}^{-1}.$$

В этом случае справедливы соотношения

$$\overset{*}{D}^2\overset{*}{l}=\overset{*}{l}=\frac{1}{\overset{*}{\sigma}} \text{ и } \overset{*}{\lambda}=\frac{\overset{*}{l}}{\overset{*}{\tau}}=\frac{\overset{*}{f}}{\overset{*}{\sigma}}.$$

б) Диаметр якоря и окружная скорость возрастает пропорционально частоте, а полюсное деление остается неизменным, т. е.

$$\overset{*}{D}=\overset{*}{v}=\overset{*}{f} \text{ и } \overset{*}{\tau}=1.$$

В этом случае справедливо равенство

$$\overset{*}{D}^2\overset{*}{l}=\frac{1}{\overset{*}{\sigma}} \text{ и } \overset{*}{l}=\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{f}^2}.$$

в) Диаметр якоря и окружная скорость возрастают, а полюсное деление уменьшается в такой мере, что сохраняется неизменным оптимальное значение конструктивного фактора, т. е.

$$\overset{*}{\lambda}=\overset{*}{p}{}^{\alpha}=\overset{*}{f}{}^{\alpha},$$

$$\overset{*}{D}=v=\sqrt{\frac{\overset{*}{f}{}^{1-\alpha}}{\overset{*}{\sigma}}} \quad \text{и} \quad \overset{*}{\tau}=\sqrt[3]{\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{f}{}^{2+\alpha}}}.$$

В этом случае

$$\overset{*}{D}{}^2\overset{*}{l}=\frac{1}{\overset{*}{\sigma}} \quad \text{и} \quad \overset{*}{l}=\sqrt{\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{f}{}^{2-2\alpha}}}.$$

2. Пусть $\overset{*}{n}=\overset{*}{f}$ и $\overset{*}{p}=1$, тогда также возможны три варианта.

а) Окружная скорость остается неизменной, а диаметр якоря и полюсное деление уменьшаются пропорционально увеличению частоты, т. е. $\overset{*}{v}=1$ и $\overset{*}{D}=\overset{*}{\tau}=\overset{*}{f}{}^{-1}$.

В этом случае будет справедливым, что

$$\overset{*}{D}{}^2\overset{*}{l}=\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{f}}, \quad \overset{*}{l}=\frac{\overset{*}{f}}{\overset{*}{\sigma}} \quad \text{и} \quad \overset{*}{\lambda}=\frac{\overset{*}{f}{}^2}{\overset{*}{\sigma}}.$$

б) Диаметр якоря и полюсное деление остаются неизменными, а окружная скорость возрастает пропорционально частоте, т. е.

$$\overset{*}{D}=\overset{*}{\tau}=1 \quad \text{и} \quad \overset{*}{v}=\overset{*}{f}.$$

Следовательно,

$$\overset{*}{D}{}^2\overset{*}{l}=\overset{*}{l}=\overset{*}{\lambda}=\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{f}}.$$

в) Диаметр и полюсное деление уменьшаются, а окружная скорость возрастает в такой степени, что конструктивный коэффициент сохраняет оптимальное значение, т. е.

$$\overset{*}{\lambda}=\overset{*}{p}{}^{\alpha}=1, \quad \overset{*}{D}=\overset{*}{\tau}=\sqrt[3]{\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{f}}}, \quad \overset{*}{v}=\sqrt[3]{\frac{\overset{*}{f}{}^2}{\overset{*}{\sigma}}},$$

$$\overset{*}{D}{}^2\overset{*}{l}=\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{f}} \quad \text{и} \quad \overset{*}{l}=\sqrt[3]{\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{f}}}.$$

При проектировании необходимо стремиться к тому, чтобы конструктивный фактор имел оптимальное значение, равное $\overset{*}{\lambda}=\overset{*}{p}{}^{\alpha}$. Однако могут быть случаи, когда это невыполнимо по условиям механической прочности или заданных габаритов машины.

В дальнейшем при рассмотрении влияния частоты на размеры машин будут учтены все перечисленные способы изменения частоты.

Основное расчетное уравнение электрической машины с электромагнитным возбуждением

$$\frac{D^2 l}{S_э} = \frac{1}{\sigma n},$$

которое определяет объем машины по диаметру расточки, не отражает влияния частоты на размеры электрической машины.

Для учета влияния частоты на размеры машины используется уравнение вида

$$\frac{D_н^2 l}{S_э} = \frac{\xi^2}{\sigma n}, \tag{1.7}$$

которое можно рассматривать, как основное расчетное уравнение электрической машины, определяющее объем машины по ее наружному диаметру. Последнее выражение точнее отражает весовые и технологические особенности электрической машины, так как вес, монтажные размеры и производственное оснащение в основном определяются наружным диаметром машины, а не диаметром расточки.

Легко доказать, что

$$\xi = \frac{D_н}{D} = \frac{a}{p} + \sqrt{1 + b\frac{A}{j}\frac{n}{v}}, \tag{1.8}$$

где

$$a = \frac{a'}{2/\pi}\frac{B_\delta}{k_{з.с} B_{с2}} \quad \text{и} \quad b = \frac{\pi}{15}\frac{10^{-4}}{k_{а.с.я}}$$

— для электрических машин с внешним якорем;

$$a = \frac{a'}{2/\pi}\frac{l}{l_я}\frac{B_\delta}{B_{с1}}k_\sigma \quad \text{и} \quad b = \frac{\pi}{15}\frac{10^{-4}}{k_{а.с.в}}$$

— для электрических машин с внутренним якорем;

$S_э$ — электромагнитная мощность;

$\sigma = k_\sigma A B_\delta$ — степень использования машины;

A и j — линейная нагрузка в *а/см* и плотность тока в *а/мм*^{2}. Для машин с внутреним якорем A соответствует $A_в = \frac{2\omega_в I_в}{\tau}$ *а/см*,

а $j = j_в$ — плотность тока в обмотке возбуждения;

B_δ, $B_{с.я}$ и $B_{с1}$ — магнитные индукции в зазоре и сердечниках якоря и ярма;

$k_{а.с.я}$ и $k_{а.с.в}$ — коэффициенты заполнения активного слоя медью соответственно для якоря и обмотки возбуждения;

k_σ и $k_{з.с}$ — коэффициенты рассеяния и заполнения сердечника якоря сталью;
α' — расчетное полюсное перекрытие;
n и v — угловая (об/мин) и окружная (*м/сек*) скорости вращения;
D и l — диаметр якоря в расточке и расчетная длина;
$D_н$ и $l_я$ — наружный диаметр машины и длина ярма ($l \approx l_я$).

Величины a и b, а также отношение A/j для каждого конкретно исследуемого образца серии электрических машин являются практически постоянными. Для упрощения дальнейшего анализа используются относительные величины и обозначение $b(A/j)=b_2 \approx \mathrm{const}$.

С учетом изложенного выражение для относительного значения внешнего объема машины будет иметь вид:

$$\overset{*}{D}{}^2_н \overset{*}{l} = \frac{D_н^2 l}{D_{н0}^2 l_0} = \frac{\overset{*}{\xi}{}^2}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{n}} = \frac{\overset{*}{\xi}{}^2}{\overset{*}{A}\overset{*}{B}_\delta \overset{*}{n}}. \tag{1.9}$$

Учитывая, что $n=n_0\overset{*}{n}$, $v=v_0\overset{*}{v}$, $p=p_0\overset{*}{p}$ и т. д., относительное значение $\overset{*}{\xi}$ может быть представлено в виде

$$\overset{*}{\xi} = \frac{1}{\overset{*}{p}} \frac{a+p_0\overset{*}{p}\sqrt{1+b_2\dfrac{n_0}{v_0}\dfrac{\overset{*}{n}}{\overset{*}{v}}}}{a_0+p_0\sqrt{1+b_{20}\dfrac{n_0}{v_0}}}. \tag{1.10}$$

Если $a=a_0$ и $b_2=b_{20}$, то

$$\overset{*}{\xi} = \frac{a+p_0\overset{*}{p}\sqrt{1+b'\dfrac{\overset{*}{n}}{\overset{*}{v}}}}{\Delta_0 \overset{*}{p}}, \tag{1.11}$$

где

$$\Delta_0 = a+p_0\sqrt{1+b'} \quad \text{и} \quad b'=b_2\frac{n_0}{v_0}.$$

Заменив в последнем выражении относительное значение числа пар полюсов $\overset{*}{p}$ относительным значением частоты $\overset{*}{f}$ и учитывая, что

$$\overset{*}{p}=\frac{\overset{*}{f}}{\overset{*}{n}}, \quad \text{а} \quad \frac{\overset{*}{n}}{\overset{*}{v}}=\sqrt[3]{\frac{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{n}{}^2\overset{*}{\lambda}}{\overset{*}{f}}},$$

можно получить

$$\overset{*}{\xi} = \frac{\overset{*}{n}}{\Delta_0}\left(\frac{a}{\overset{*}{f}} + \frac{p_0}{\overset{*}{n}}\sqrt{1+b'\sqrt[3]{\frac{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{n}{}^2\overset{*}{\lambda}}{\overset{*}{f}}}}\right). \tag{1.12}$$

Степень использования, или кажущееся удельное окружное усилие, σ в основном зависит от мощности и режима работы машины, коммутации и перегрузочной способности, системы охлаждения и класса изоляции.

Величина σ для машин одинаковой мощности и типа, но предназначенных для разных частот, зависит от диаметра и полюсного деления (числа полюсов), т. е. от способа повышения частоты.

Если повышение частоты произведено соответствующим увеличением числа полюсов при неизменном значении скорости вращения и диаметра (уменьшением полюсного деления), то коэффициент заполнения активного слоя индуктора медью ($k_{а.с.в}$) снижается, что приводит к уменьшению н. с. возбуждения и необходимости уменьшения σ.

Если повышение частоты производится соответствующим увеличением скорости вращения (n) при неизменном значении числа полюсов и окружной скорости вращения, то диаметр и полюсное деление уменьшаются.

В этом случае снижение величины σ обусловливается сужением междуполюсного (междузубцового) пространства, которое также приводит к уменьшению $k_{а.с.в}$ и н. с. взобуждения.

В рассматриваемых случаях относительное значение $\overset{*}{\sigma}$ можно (в первом приближении) представить для первого случая как

$$\overset{*}{\sigma}\approx e^{-\beta(\overset{*}{p}-1)}=e^{-\beta\left(\frac{\overset{*}{f}}{\overset{*}{n}}-1\right)}=e^{-\beta(\overset{*}{f}-1)}<1$$

и для второго случая — как

$$\overset{*}{\sigma}\approx e^{-\beta\left(\frac{1}{\overset{*}{\tau}}-1\right)}=e^{-\beta(\overset{*}{f}-1)}<1.$$

Если повышение частоты произведено увеличением числа полюсов при неизменном значении скорости и полюсного деления или повышением скорости вращения при неизменном значении числа полюсов и полюсного деления, то степень использования машины повышается вследствие лучшего использования междуполюсного пространства (при увеличении числа полюсов, так как снижается степень сужения) и улучшения охлаждения ($\overset{*}{v}$ возрастает в обоих случаях).

В дальнейшем соответственно примем

$$\overset{*}{\sigma}\approx e^{\overset{*}{\beta}(\overset{*}{p}-1)}=e^{\overset{*}{\beta}(\overset{*}{f}-1)}>1$$

и $\overset{*}{\sigma}\approx 1$.

При уменьшении величины полюсного деления $\overset{*}{\sigma}$ уменьшается, а при повышении $\overset{*}{v}$ и неизменном $\overset{*}{\tau}$ увеличивается.

Учитывая изложенное, выражение для относительного объема машины следует записать в виде

$$\overset{*}{D}{}_{\text{н}}^{2}\overset{*}{l}=\frac{\overset{*}{n}}{\Delta_{0}^{2}\overset{*}{\sigma}}\left(\frac{a}{\overset{*}{f}}+\frac{p_0}{\overset{*}{n}}\sqrt{1+b'\sqrt[3]{\frac{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{n}{}^{2}\overset{*}{\lambda}}{\overset{*}{f}}}}\right)^{2}. \qquad (1.13)$$

Анализ (1.13) показывает, что:

1) Если изменять частоту при неизменной скорости вращения

$$\overset{*}{n}=\overset{*}{v}=1,$$

то

$$\overset{*}{D}{}_{\text{н}}^{2}\overset{*}{l}=\frac{e^{\beta(\overset{*}{f}-1)}}{\Delta_{0}^{2}}\left(\frac{a}{\overset{*}{f}}+p_0\sqrt{1+b'}\right)^{2} \qquad (1.14)$$

и, следовательно, можно определить частоту, при которой относительный объем машины имеет минимальное значение, т. е.

$$\overset{*}{f}_{\text{опт}}=\overset{*}{p}_{\text{опт}}=\frac{a}{2\Delta_0 p_0}\left(\sqrt{1+8\frac{\Delta_0 p_0}{a\beta}}-1\right). \qquad (1.15)$$

Наличие минимума внешнего объема объясняется тем, что при увеличении числа полюсов (частоты) вследствие уменьшения потока на полюс снижается высота сердечника якоря (сердечника полюсного колеса), что приводит к уменьшению внешнего диаметра. В то же время происходит уменьшение степени использования машины и, следовательно, увеличение ее внешнего объема.

Таким образом, *при определенном значении* β *имеется частота (число полюсов), при которой внешний объем машины минимален.*

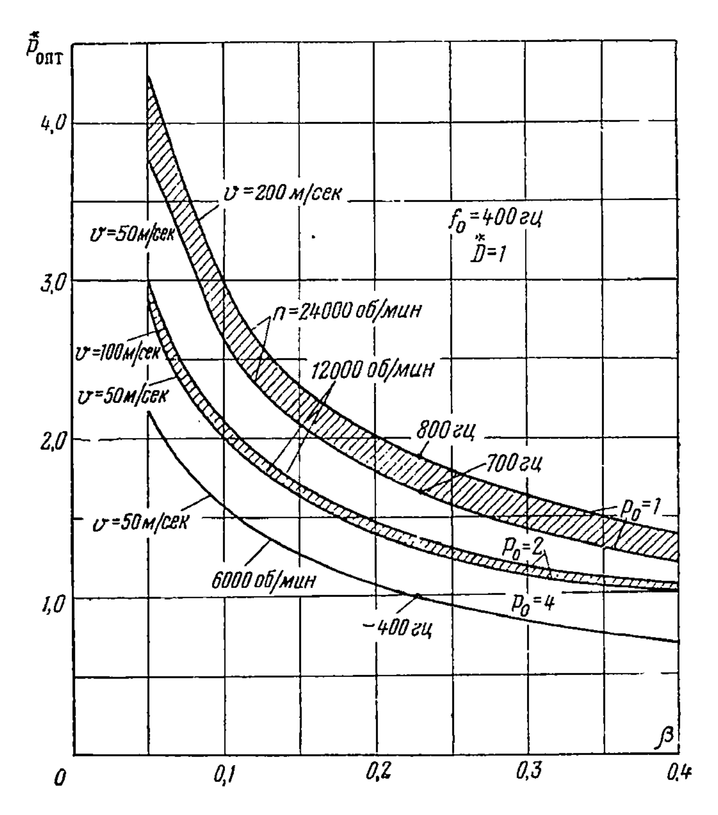
На основании (1.15) для относительного значения оптимальной частоты (числа полюсов) построены зависимости $\overset{*}{f}_{\text{опт}}(\overset{*}{p}_{\text{опт}})=\varphi(\beta)$ по n и v (фиг. 1.13).

Зависимость $\overset{*}{p}_{\text{опт}}=\varphi(\beta)$ при $n=6000$ об/мин ($v\approx 50$ *м/сек*) построена для восьмиполюсного авиационного генератора мощностью 30 *ква*. Если допустить, что рассматриваемый генератор при $n=6000$ об/мин имеет оптимальное число полюсов, то $\beta\approx 0{,}225$. Кривые при $n=12\,000$ и $n=24\,000$ об/мин приведены в предположении, что величины a, b и A/j неизменны, а окружная скорость равна 50 и 100 *м/сек* (при $n=12\,000$ об/мин) и 50 и 200 *м/сек* (при $n=24\,000$ об/мин).

Если принять $\beta=0{,}225$, то оптимальная частота будет: при $n=12\,000$ об/мин — 520 *гц* (для $v=50$ *м/сек*) и 560 *гц* (для $v=100$ *м/сек*); при $n=24\,000$ об/мин — 680 *гц* (для $v=50$ *м/сек*) и 750 *гц* (для $v=200$ *м/сек*). Следовательно, *с повышением скорости вращения* (n *и* v) *увеличивается значение оптимальной частоты.*

В действительности, $\beta\neq\text{const}$, а зависит от n и v (или D и τ), т. е. приведенные рассуждения и кривые фиг. 1.13 характеризуют

только качественную сторону явления — повышение оптимальной частоты с увеличением скорости вращения. Конкретные количественные соотношения в общем виде получить затруднительно, а можно найти лишь на основе опытных данных.



Фиг. 1.13. Относительное значение оптимальной частоты ($\overset{*}{p}_{опт} = \overset{*}{f}_{опт}$) авиационного синхронного генератора в зависимости от коэффициента β, скорости вращения n и окружной скорости v. Исходная кривая построена для n= =6000 об/мин, v=50 *м/сек*, f=400 *гц* и $2p_0$=4.

2) Если повышение частоты происходит при неизменной скорости вращения ($\overset{*}{n} = 1$) и $\overset{*}{v} = \overset{*}{f}$, то согласно (1.13)

$$\overset{*2}{D}_{н}\overset{*}{l} = \frac{e^{-\overset{*}{\beta}(\overset{*}{f}-1)}}{\Delta_0^2}\left(\frac{a}{\overset{*}{f}} + p_0\sqrt{1 + b'\overset{*}{f}^{-1}}\right)^2, \qquad (1.16)$$

и *относительный объем машины монотонно снижается с увеличением частоты* до тех пор, пока снижение высоты сердечника якоря не будет ограничиваться механической прочностью.

3) В случае повышения частоты увеличением числа полюсов, когда конструктивный фактор изменяется по закону $\overset{*}{\lambda}=\overset{*}{p}^{\alpha}=\overset{*}{f}^{\alpha}$,

$$\overset{*}{p}=\overset{*}{f},\ \overset{*}{n}=1,\quad \frac{\overset{*}{n}}{\overset{*}{v}}=\sqrt{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{f}^{-(1-\alpha)}}$$

и

$$\overset{*}{D}{}_{\text{н}}^{2}\overset{*}{l}=\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\Delta_0^2}\left(\frac{a}{\overset{*}{f}}+p_0\sqrt{1+b'\sqrt[3]{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{f}^{-(1-\alpha)}}}\right)^2. \qquad (1.17)$$

Если принять $\overset{*}{\sigma}\approx 1$ и $\alpha=0,5$ (для явнополюсных синхронных машин), то

$$\overset{*}{D}{}_{\text{н}}^{2}\overset{*}{l}\approx\frac{1}{\Delta_0^2}\left(\frac{a}{\overset{*}{f}}+p_0\sqrt{1+b'\overset{*}{f}^{-1/6}}\right)^2. \qquad (1.17\text{a})$$

4) Если повышать частоту при неизменном числе полюсов и окружной скорости, т. е. $\overset{*}{n}=\overset{*}{f}$ и $\overset{*}{v}=1$, то

$$\overset{*}{D}{}_{\text{н}}^{2}\overset{*}{l}\approx\frac{e^{\beta(\overset{*}{f}-1)}}{\Delta_0^2\overset{*}{f}}\left(a+p_0\sqrt{1+b'\overset{*}{f}}\right)^2 \qquad (1.18)$$

и, следовательно, *можно определить частоту, при которой относительный объем машины имеет минимальное значение.* Однако уравнение для оптимальной частоты имеет вид

$$\overset{*}{f}{}^2\sqrt{1+b'\overset{*}{f}}+A_1f_1^2+A_2f_1+A_3\sqrt{1+b'f_1}-1=0,$$

т. е. не решается в общем виде.

Здесь A_1, A_2 и A_3 — постоянные.

5) Если повышать частоту при неизменном числе полюсов и $\overset{*}{n}=\overset{*}{v}=\overset{*}{f}$, то

$$\overset{*}{D}{}_{\text{н}}^{2}\overset{*}{l}=\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{f}}\approx\frac{1}{\overset{*}{f}}, \qquad (1.19)$$

т. е. *относительный объем машины изменяется обратно пропорционально частоте.*

6) Для случая, когда повышение частоты произведено увеличением скорости вращения при неизменном конструктивном факторе, т. е. $\overset{*}{n}=\overset{*}{f}$, $\overset{*}{p}=1$ и $\overset{*}{\lambda}=\overset{*}{p}^{\alpha}=1$,

$$\overset{*}{D}{}_{\text{н}}^{2}\overset{*}{l}=\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{f}\Delta_0^2}\left(a+p_0\sqrt{1+b'\sqrt[3]{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{f}}}\right)^2. \qquad (1.20)$$

Если принять $\overset{*}{\sigma}\approx 1$ и $\alpha\approx 0,5$, то

$$\overset{*}{D}{}_{\text{н}}^{2}\overset{*}{l}\approx\frac{1}{\Delta_0^2\overset{*}{f}}\left(a+p_0\sqrt{1+b'\overset{*}{f}^{1/3}}\right)^2. \qquad (1.20\text{a})$$

В табл. 1.5 для наглядности приведена сводка уравнений, соответствующих разным способам изменения частоты.

Влияние различных способов изменения
(относительные

Способ изменения частоты	Эскиз	$\overset{*}{\sigma} = \overset{*}{A}\overset{*}{B}_\delta$	$\overset{*}{D}^2\overset{*}{l} = \frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{n}}$
$\overset{*}{p}=\overset{*}{f}$ $\overset{*}{n}=\overset{*}{v}=1$ $\overset{*}{D}=1$ и $\overset{*}{\tau}=\frac{1}{\overset{*}{f}}$		$\overset{*}{\sigma}=e^{-\beta(\overset{*}{p}-1)}=$ $=e^{-\beta(\overset{*}{f}-1)}<1$	$\overset{*}{D}^2\overset{*}{l}=e^{\beta(\overset{*}{f}-1)}>1$ при $\overset{*}{f}>1$
$\overset{*}{p}=\overset{*}{f}$ $\overset{*}{n}=1$ и $\overset{*}{v}=\overset{*}{f}$ $\overset{*}{D}=\overset{*}{f}$ и $\overset{*}{\tau}=1$		$\overset{*}{\sigma}=e^{\beta_1(\overset{*}{f}-1)}>1$	$\overset{*}{D}^2\overset{*}{l}=e^{-\beta_1(\overset{*}{f}-1)}<1$ при $\overset{*}{f}>1$
$\overset{*}{p}=\overset{*}{f}$, $\overset{*}{n}=1$ $\overset{*}{D}=\overset{*}{v}=\sqrt[3]{\frac{\overset{*}{f}^{1-\alpha}}{\overset{*}{\sigma}}}$ $\overset{*}{\tau}=\sqrt[3]{\frac{\overset{*}{f}^{-(2+\alpha)}}{\overset{*}{\sigma}}}$		$\overset{*}{\sigma}$ — изменяется мало	$\overset{*}{D}^2\overset{*}{l}=\frac{1}{\overset{*}{\sigma}}$
$\overset{*}{n}=\overset{*}{f}$ $\overset{*}{p}=\overset{*}{v}=1$ $\overset{*}{D}=\overset{*}{\tau}=\frac{1}{\overset{*}{f}}$		$\overset{*}{\sigma}=e^{-\beta\left(\frac{1}{\overset{*}{\tau}}-1\right)}=$ $=e^{-\beta(\overset{*}{f}-1)}<1$	$\overset{*}{D}^2\overset{*}{l}=\frac{e^{\beta(\overset{*}{f}-1)}}{\overset{*}{f}}$
$\overset{*}{n}=\overset{*}{f}$ $\overset{*}{p}=1$ и $\overset{*}{v}=\overset{*}{f}$ $\overset{*}{D}=\overset{*}{\tau}=1$		$\overset{*}{\sigma}\approx 1$	$\overset{*}{D}^2\overset{*}{l}\approx\frac{1}{\overset{*}{f}}$

частоты на размеры электрических машин *Таблица 1.5*
величины)

$\overset{*}{l}=\dfrac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{n}\overset{*}{D}^2}$ $\overset{*}{\lambda}=\dfrac{\overset{*}{l}}{\overset{*}{\tau}}$	$k_{а.с.в}$ $\dfrac{S_п}{S_я}$	$\overset{*}{D}{}_н^2\overset{*}{l}=\dfrac{\overset{*}{n}}{\Delta_0^2\overset{*}{\sigma}}\left(\dfrac{a}{\overset{*}{f}}+\dfrac{p_0}{\overset{*}{n}}\sqrt{1+b'\dfrac{\overset{*}{n}}{\overset{*}{v}}}\right)^2$
$\overset{*}{l}=e^{\beta(\overset{*}{f}-1)}$ $\overset{*}{\lambda}=\overset{*}{f}e^{\beta(\overset{*}{f}-1)}$	$k_{а.с.в}<1$ $\dfrac{S_п}{S_я}=1$	$\overset{*}{D}{}_н^2\overset{*}{l}=\dfrac{e^{\beta(\overset{*}{f}-1)}}{\Delta_0^2}\left(\dfrac{a}{\overset{*}{f}}+p_0\sqrt{1+b'}\right)^2$
$\overset{*}{l}=\overset{*}{f}{}^{-2}e^{-\beta_1(\overset{*}{f}-1)}$ $\overset{*}{\lambda}=\overset{*}{f}{}^{-2}e^{-\beta_1(\overset{*}{f}-1)}$ $\overset{*}{l}$ и $\overset{*}{\lambda}=\overset{*}{f}{}^{-2}e^{-\beta_1(\overset{*}{f}-1)}$	$k_{а.с.в}>1$ $\dfrac{S_п}{S_я}\approx\overset{*}{f}{}^{-1}$	$\overset{*}{D}{}_н^2\overset{*}{l}=\dfrac{e^{-\beta_1(\overset{*}{f}-1)}}{\Delta_0^2}\left(\dfrac{a}{\overset{*}{f}}+p_0\sqrt{1+b'\overset{*}{f}{}^{-1}}\right)^2$
$\overset{*}{l}=\sqrt[3]{\dfrac{\overset{*}{f}{}^{-2(1-\alpha)}}{\overset{*}{\sigma}}}$ $\overset{*}{\lambda}=\overset{*}{f}{}^{\alpha}$		$\overset{*}{D}{}_н^2\overset{*}{l}=\dfrac{1}{\Delta_0^2\overset{*}{\sigma}}\left(\dfrac{a}{\overset{*}{f}}+p_0\sqrt{1+b'\overset{*}{f}{}^{-1/6}}\right)^2$ при $\alpha=0{,}5$
$\overset{*}{l}=\overset{*}{f}e^{\beta(\overset{*}{f}-1)}$ $\overset{*}{\lambda}=\overset{*}{f}{}^2e^{\beta(\overset{*}{f}-1)}$	$k_{а.с.в.}<1$ $\dfrac{S_п}{S_я}\approx\overset{*}{f}$	$\overset{*}{D}{}_н^2\overset{*}{l}=\dfrac{e^{\beta(\overset{*}{f}-1)}}{\Delta_0^2\overset{*}{f}}\left(a+p_0\sqrt{1+b'\overset{*}{f}}\right)^2$
$\overset{*}{l}=\overset{*}{f}{}^{-1}$ $\overset{*}{\lambda}=\overset{*}{f}{}^{-1}$	$k_{а.с.я}=1$ $\dfrac{S_н}{S_я}=1$	$\overset{*}{D}{}_н^2\overset{*}{l}\approx\overset{*}{f}{}^{-1}$

Способ изменения частоты	Эскиз	$\overset{*}{\sigma} = \overset{**}{A B_\delta}$	$\overset{*}{D}{}^2 \overset{*}{l} = \frac{1}{\overset{**}{\sigma n}}$
$\overset{*}{n} = \overset{*}{f}$ $\overset{*}{p} = 1$ и $\overset{*}{v} = \sqrt[3]{\frac{\overset{*}{f}{}^2}{\overset{*}{\sigma}}}$ $\overset{*}{D} = \overset{*}{\tau} = \sqrt[3]{\frac{\overset{*}{f}{}^{-1}}{\overset{*}{\sigma}}}$		$\overset{*}{\sigma} \approx 1$	$\overset{*}{D}{}^2 \overset{*}{l} = \frac{1}{\overset{**}{\sigma f}}$

Во всех вариантах $\overset{*}{A} \approx 1$, $\overset{*}{B}_\delta \approx 1$, $\overset{*}{S}_м = 1$, $\overset{*}{\Phi}$ и $\overset{*}{\omega}$ меняется так, что $\overset{*}{E} = 1$.

Общие замечания

1. *Каждой скорости вращения n и v соответствует оптимальное число полюсов, что и определяет оптимальную частоту.*

2. *При данной скорости вращения оптимальное число полюсов несколько возрастает с увеличением мощности и, следовательно, несколько возрастает и оптимальная частота.*

3. *При принятых в авиации скоростях вращения и мощностях оптимальная частота находится в пределах 300÷500 гц.*

Как известно, частота влияет не только на размеры машины, но и на потери в стали и меди. Ниже устанавливается это влияние.

Удельные потери в стали

Потери энергии в стали возникают в результате изменения величины и направления магнитного поля. При равномерном распределении индукции магнитного поля по всему сечению листа стали удельные потери на гистерезис и вихревые токи определяются уравнением

$$p_с = k_{мех}\left[\sigma_г \frac{f}{400} + \sigma_в \left(\frac{f}{400}\right)^2\right]\left(\frac{B_{ср}}{10^4}\right)^2 \ вт/кг, \qquad (1.21)$$

где

$$\sigma_в = 26{,}3 \frac{\Delta^2}{\rho};$$

$\sigma_г$ и $\sigma_в$ — постоянные коэффициенты материала (табл. 1.6);

ρ — удельное электрическое сопротивление стали в *ом мм²/м*;

Продолжение

$\overset{*}{l}=\frac{1}{\overset{*}{\sigma}\overset{*}{n}\overset{*}{D}^2}$ $\overset{*}{\lambda}=\frac{\overset{*}{l}}{\overset{*}{\tau}}$	$k_{\text{а.с.в}}$ $\frac{S_{\text{п}}}{S_{\text{я}}}=1$	$\overset{*}{D}{}_{\text{н}}^2\overset{*}{l}=\frac{\overset{*}{n}}{\Delta_0^2\overset{*}{\sigma}}\left(\frac{a}{\overset{*}{f}}+\frac{p_0}{\overset{*}{n}}\sqrt{1+b'\frac{\overset{*}{n}}{\overset{*}{v}}}\right)^2$
$\overset{*}{l}=\sqrt[3]{\frac{\overset{*}{f}{}^{-1}}{\overset{*}{\sigma}}}$ $\overset{*}{\lambda}=1$		$\overset{*}{D}{}_{\text{н}}^2\overset{*}{l}\approx\frac{\overset{*}{f}{}^{-1}}{\Delta_0^2\overset{*}{\sigma}}\left(a+p_0\sqrt{1+b'\overset{*}{f}{}^{1/3}}\right)^2$

Δ — толщина листа в *мм*;

$B_{\text{ср}}$ и f — амплитуда среднего значения индукции по толщине листа и частота;

$k_{\text{мех}}$ — коэффициент, учитывающий механическую обработку стали.

Таблица 1.6

Коэффициенты для расчета потерь в стали

Марка стали	Δ *мм*	ρ *ом мм²/м*	$\sigma_{\text{в}}$ *вт/кг*	$\sigma_{\text{г}}$ *вт/кг*	$f = 400$ *гц*: $p_{7,5}$ *вт/кг*	$f = 400$ *гц*: p_{10} *вт/кг*	Удельная теплопроводность *вт/°С см*	Удельный вес $\gamma_{\text{с}}$ *г/см³*
Э34	0,35	0,5	6,50	16,50	13,0	23,0		
Э340	0,35	0,47	6,90	14,10	12,0	21,0		
Э340	0,20	0,47	2,24	9,76	7,0	12,0	0,25	7,65
Э44	0,35	0,57	5,70	13,30	10,7	19,0		
Э44	0,20	0,57	1,86	10,64	7,2	12,5	0,20	7,55
Э44	0,15	0,57	1,04	10,66	6,8	11,7		
Э44	0,10	0,57	0,465	10,04	6,0	10,5		

Примечание. $p_{7,5}$ и p_{10} — удельные потери соответственно при $B_{\text{ср}} = 7500$ *гс* и $B_{\text{ср}} = 10\,000$ *гс*; $\sigma_{\text{в}}$ и $\sigma_{\text{г}}$ — получены расчетом по значениям Δ, ρ и p_{10}.

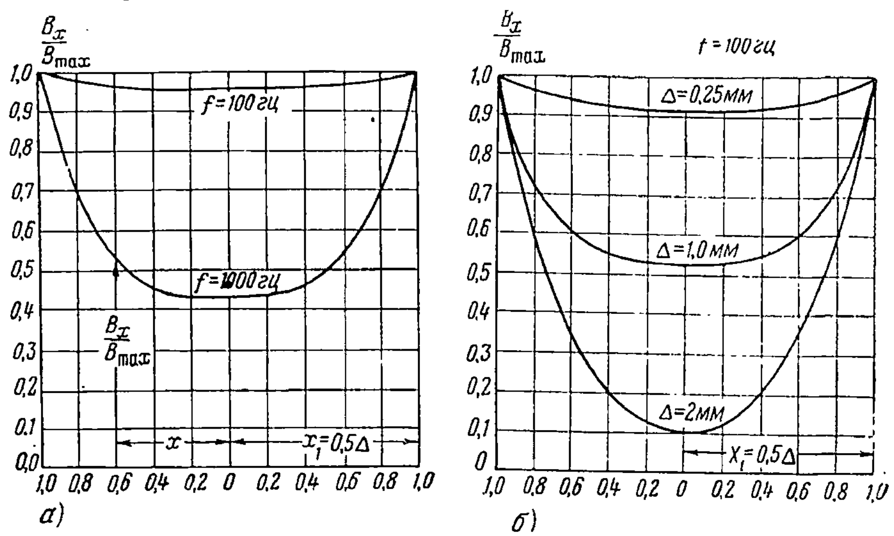
Из приведенного уравнения следует, что

а) *потери на гистерезис пропорциональны частоте в первой степени и не зависят от толщины листа;*

б) *потери от вихревых токов пропорциональны частоте и толщине листа во второй степени;*

в) *потери в стали на гистерезис и вихревые токи пропорциональны квадрату индукции переменного поля.*

При повышенной частоте или больших толщинах листа необходимо учитывать реакцию вихревых токов, в результате которой магнитное поле (индукция) по толщине стального листа распределяется неравномерно (фиг. 1. 14): оно максимально по краям листа



Фиг. 1. 14. Распределение относительного значения магнитной индукции по толщине листа.

а—при $f=100$ и 1000 *гц*, *б*—при $f=100$ *гц* и различных толщинах листа Δ (индукция на поверхности листа принята за единицу).

и достигает наименьшего значения в середине; кроме того, по толщине листа изменяется и сдвиг фаз между потоком и н. с. возбуждения.

Реакция вихревых токов и, следовательно, степень неравномерности индукции по толщине листа тем больше, чем выше частота и больше толщина листа.

Если принять среднюю магнитную проницаемость μ постоянной, то относительное значение индукции по толщине листа определится уравнением

$$b_x = \frac{B_x}{B_{max}} = \sqrt{\frac{\operatorname{ch} 2ax + \cos 2ax}{\operatorname{ch} \Delta_1 + \cos \Delta_1}}, \qquad (1.22)$$

где x — расстояние от оси листа до точки, в которой определяется значение B_x;

$$\Delta_1 = a\Delta = 4\pi\Delta \sqrt{\frac{\mu}{1000} \frac{f}{400} \frac{1}{\rho}}$$

— приведенная толщина листа (отвлеченная величина).

Неравномерность распределения индукции по толщине листа необходимо учитывать при $f\Delta^2 \geqslant 80$.

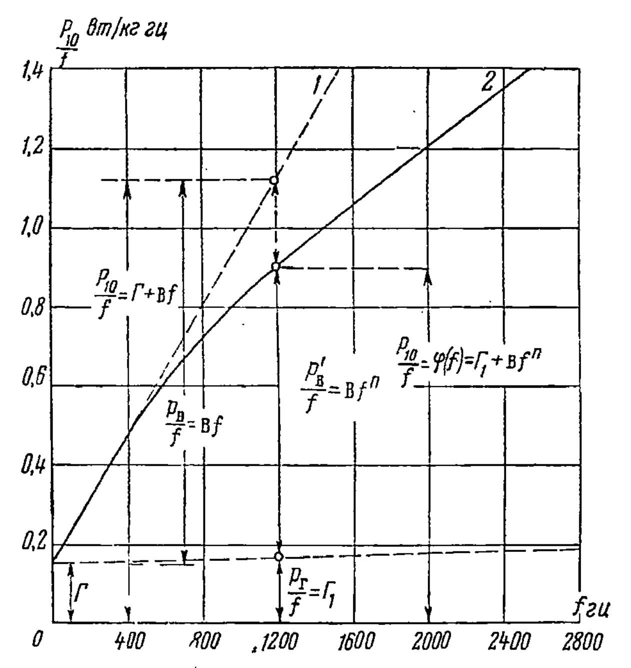
Неравномерное распределение индукции по толщине стали приводит к снижению потерь энергии от вихревых токов и повышению потерь, на гистерезис, что показано на фиг. 1.15.

Уменьшение потерь от вихревых токов и повышение их на гистерезис можно учесть при помощи коэффициентов реактивного действия

$$k_{\text{в}} = \frac{3}{\Delta_1} \frac{\operatorname{sh} \Delta_1 - \sin \Delta_1}{\operatorname{ch} \Delta_1 - \cos \Delta_1} < 1,$$

$$k_{\text{г}} = \frac{\Delta_1}{2} \frac{\operatorname{sh} \Delta_1 + \sin \Delta_1}{\operatorname{ch} \Delta_1 - \cos \Delta_1} > 1. \qquad (1.23)$$

Коэффициенты $k_{\text{в}}$ и $k_{\text{г}}$, построенные на фиг. 1.16 в зависимости от приведенной толщины листа Δ_1, существенно отличаются от единицы только при $\Delta_1 > 2$.



Фиг. 1.15. Зависимость потерь в стали на один период (*вт/кг гц*) от частоты при $B = 10\,000$ *гс* и $\Delta = 0{,}35$ *мм*.

1—без учета вытеснения потока, *2*—с учетом вытеснения потока (опытные данные).

Удельные потери в стали от перемагничивания с учетом реакции вихревых токов вычисляются по формуле

$$p_{\text{c}} = k_{\text{мех}} \left[\sigma_{\text{г}} k_{\text{г}} \frac{f}{400} + \sigma_{\text{в}} k_{\text{в}} \left(\frac{f}{400} \right)^2 \right] \left(\frac{B_{\text{ср}}}{10^4} \right) \text{ вт/кг}. \qquad (1.24)$$

При большой частоте, когда приведенная толщина листа $\Delta_1 > 4$, реактивные коэффициенты могут быть представлены в виде

$$\left.\begin{aligned} k_{\text{в}} &= \frac{3}{\Delta_1} = \frac{0,75}{\pi\Delta}\sqrt{\frac{1000}{\mu}\frac{400}{f}\rho}, \\ k_{\text{г}} &= \frac{\Delta_1}{2} = 2\pi\Delta\sqrt{\frac{\mu}{1000}\frac{f}{400}\frac{1}{\rho}}. \end{aligned}\right\} \quad (1.25)$$

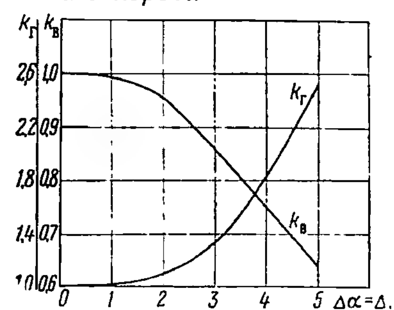
Подставив в (1.24) значение $k_{\text{в}}$ и $k_{\text{г}}$ из (1.25), получают новое выражение для удельных потерь в стали при повышенных значениях частоты и $\Delta_1 \geqslant 4$.

$$p_{\text{с}} = \frac{\Delta}{\sqrt{\rho}}\left(\frac{f}{400}\right)^{1,5}\left(\frac{B_{\text{ср}}}{10^4}\right)^2 \varphi_{\mu}, \quad (1.26)$$

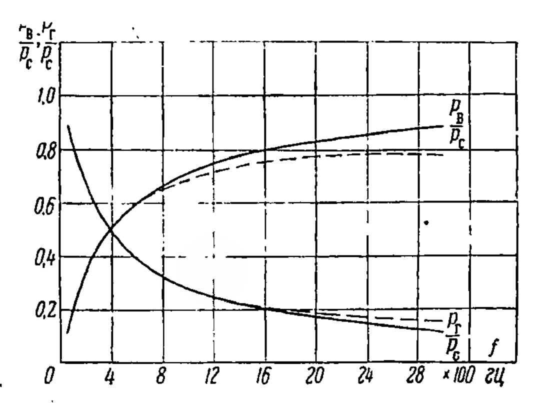
где

$$\varphi_{\mu} = 8\pi\left[\sigma_{\text{г}}\sqrt{\frac{\mu}{1000}} + \frac{2,5}{10^6}\sqrt{\frac{1000}{\mu}}\right]k_{\text{мех}}.$$

Таким образом, *при учете реакции вихревых токов и $\Delta_1 \geqslant 4$ удельные потери в стали на гистерезис и вихревые токи пропорциональны частоте в полуторной степени и толщине листа в первой степени.*



Фиг. 1.16. Коэффициенты реактивного действия $k_{\text{г}}$ и $k_{\text{в}}$ в зависимости от приведенной толщины листа $\Delta_1 = \Delta\alpha$. При $\Delta_1 \geqslant 4$, $k_{\text{в}} = 3/\Delta_1$; при $\Delta_1 \geqslant 5$, $k_{\text{г}} = 0,5\,\Delta_1$.



Фиг. 1.17. Относительное значение удельных потерь на гистерезис $p_{\text{г}}/p_{\text{с}}$ и вихревые токи $p_{\text{в}}/p_{\text{с}}$ в зависимости от частоты без учета реакции вихревых токов; пунктир показывает влияние реакции вихревых токов.

На фиг. 1.17 показана зависимость потерь на гистерезис и вихревые токи от частоты, из которой следует, что при повышении частоты относительное значение потерь на гистерезис снижается.

Если желательно при повышении частоты сохранить удельные потери неизменными, то необходимо снижать индукцию в стали, учитывая, что

$$\overset{*}{f}{}^{n'} = \left(\frac{f}{f_0}\right)^{n'} = \left(\frac{B_0}{B}\right)^{n''} = \frac{1}{\overset{*}{B}{}^{n''}},$$

откуда новое значение индукции в относительных единицах будет

$$\overset{*}{B} = \overset{*}{f}^{-\frac{n'}{n''}};$$

здесь $n' = 1{,}3 \div 1{,}5$ и $n'' = 1{,}8 \div 2{,}2$.

Авиационные машины постоянного тока выполняются обычно со скоростью вращения $n = 4000 \div 12\,000$ об/мин в двух-десятиполюсном исполнении. Частота перемагничивания якоря авиационной машины постоянного тока при этом достигает $600 \div 800$ *гц*, в то время как аналогичные машины общего применения имеют частоту перемагничивания порядка $30 \div 40$ *гц*, т. е. в $15 \div 20$ раз ниже.

В машинах постоянного тока общего применения удельные потери в стали якоря (сталь Э11 при $\Delta = 0{,}5$ *мм*) равны $2 \div 4$ *вт/кг*, в то время как в авиационных машинах подобной мощности (сталь Э34 при $\Delta = 0{,}35$ *мм*) они достигают $50 \div 60$ *вт/кг*.

Удельные потери в стали авиационных машин переменного тока частотой 400—500 *гц* по сравнению с машинами общего применения также возрастают примерно в $15 \div 20$ раз.

Активный вес и потери в стали якоря

Если принять, что максимальная индукция в сердечнике якоря $B_я$ равна индукции в среднем сечении зубцов якоря $B_{з.ср}$, то потери в стали якоря можно представить уравнением

$$P_c = p_c G_c = p_{400} \left(\frac{f}{400}\right)^{n'} \left(\frac{B_c}{10^4}\right)^{n''} G_c \ вт, \tag{1.27}$$

где

$$B_c = B_я = B_{з.ср};$$

p_{400} — удельные потери в стали при $f_0 = 400$ *гц* и $B_c = 10^4$ *гс*;
G_c — вес активной стали якоря в *кг*.

Вес активной стали якоря определится выражением

$$G_c = D^2 l k_c, \tag{1.28}$$

где для машин соответственно с наружным и внутренним якорем

$$k_c = \frac{\pi k_{з.с} \gamma_c}{4} \left[\left(\frac{D_н}{D}\right)^2 - \frac{S_п}{S_я} - 1\right] \tag{1.29}$$

и

$$k_c = \frac{\pi k_{з.с} \gamma_c}{4} \left[1 - \frac{S_п}{S_я} - \left(\frac{d}{D}\right)^2\right]. \tag{1.29а}$$

Здесь $D_н$ — наружный диаметр якоря машины с внутренними полюсами;
$S_я = \pi D^2/4$ — поперечное сечение якоря по диаметру расточки;
$S_п = z_п h_п b_п$ — сечение всех пазов якоря;

$h_п$ и $b_п$ — высота и ширина паза;
$z_п$ — число пазов якоря;
$l_c = k_{з.с} l$ и γ_c — длина и удельный вес стали якоря;
d — внутренний диаметр якоря машины с внешними полюсами;
$k_{з.с}$ — коэффициент заполнения сердечника.

Уравнение для веса стали, учитывая, что

$$D^2 l = \frac{S_э}{\sigma n},$$

может быть представлено в виде

$$G_c = \frac{S_э k_c}{\sigma n} \quad \text{и} \quad \frac{G_c}{S_э} = \frac{k_c}{\sigma n}. \tag{1.30}$$

Отношение поперечного сечения всех пазов якоря к поперечному сечению машины по диаметру расточки равно

$$\frac{S_п}{S_я} = \frac{4 S_п}{\pi D^2} = b_1 \frac{A}{j} \frac{n}{v}, \tag{1.31}$$

где

$$b_1 = \frac{\pi}{15} \frac{10^{-4}}{k_{з.п}},$$

$$D = \frac{6000}{\pi} \frac{v}{n}$$

и

$$S_п = \frac{S_{м.я}}{k_{з.п}} = \frac{\pi D}{k_{з.п}} \frac{A}{100 j}. \tag{1.32}$$

Учитывая, что $\frac{d}{D} = \sqrt{1 - b \frac{A}{j} \frac{n}{v} - \frac{a}{p}}$, а также приняв во внимание отношение $D_н/D$ по (1.8) и отношение $S_п/S_я$ по (1.31), получают на основании (1.30) для машин соответственно с наружным и внутренним якорем

$$k_c = \frac{\pi k_{з.с} \gamma_c}{4} \left[\left(\frac{a}{p} + \sqrt{1 + b \frac{A}{j} \frac{n}{v}} \right)^2 - \left(1 + b_1 \frac{A}{j} \frac{n}{v} \right) \right] \tag{1.33}$$

или

$$k_c = \frac{\pi k_{з.с} \gamma_c}{4} \left[- \left(\frac{a}{p} - \sqrt{1 - b \frac{A}{j} \frac{n}{v}} \right)^2 + \left(1 - b_1 \frac{A}{j} \frac{n}{v} \right) \right]. \tag{1.33a}$$

Вес активной стали якоря в относительных единицах, учитывая (1.30), можно представить в виде (при $S_э = 1$)

$$\overset{*}{G}_c = \frac{\overset{*}{k}_c}{\overset{**}{\sigma n}}. \tag{1.34}$$

При исследовании конкретных типов электрических машин можно принять, что a, b и b_1 имеют практически неизменные значения. Как ясно из (1.30) и (1.34), на относительный вес стали якоря оказывает прямое влияние скорость вращения (n и v), число полюсов и электромагнитная нагрузка.

В выражения (1.30) и (1.34) не входит частота, однако изменение частоты, как указывалось ранее, может быть произведено (в предельных случаях) либо увеличением числа полюсов, либо повышением скорости вращения.

В первом варианте в результате увеличения числа полюсов при неизменной скорости (n и v) снижаются высота сердечника якоря (полюсного колеса) и величина $k_с$, а следовательно, и относительный вес стали $G_с/S_э$.

Во втором варианте, когда увеличивается скорость вращения (n и v) при неизменном числе полюсов и диаметре машины, величина $k_с$ остается без изменения, а относительный вес стали якоря снижается прямо пропорционально повышению частоты.

Таким образом, если в первом приближении для упрощения анализа принять, что электромагнитные нагрузки $\overset{*}{\sigma}=\overset{*}{A}\overset{*}{B}_\delta$ при изменении частоты остаются неизменными, то *изменение частоты не оказывает прямого влияния на относительный вес стали якоря.*

Вес стали якоря изменяется в результате изменения либо числа полюсов, либо скорости вращения. Следует отметить, что влияние изменения числа полюсов на относительный вес стали якоря невелико, особенно если учесть, что при увеличении числа полюсов σ уменьшается, а высота сердечника якоря, из условий механической прочности, не может быть меньше определенного значения.

Выражение для относительных потерь в стали якоря, учитывая (1.27) и (1.30), в общем случае можно написать: :

$$\frac{P_с}{S_э}=p_{400}\left(\frac{f}{400}\right)^{n'}\left(\frac{B_с}{10^4}\right)^{n''}\frac{k_с}{\sigma n}. \qquad (1.35)$$

Потери в стали якоря в относительных единицах, учитывая (1.35), можно представить в виде

$$\overset{*}{P}_с\doteq\overset{*}{f}{}^{n'}\overset{*}{B}{}_с^{n''}\frac{\overset{*}{k}_с}{\overset{**}{\sigma n}}, \qquad (1.36)$$

где

$$\overset{*}{k}_с=\frac{a^2\pm2ap_0\overset{*}{p}\sqrt{1\pm b'\frac{\overset{*}{n}}{\overset{*}{v}}\pm\overset{*}{p}{}^2\frac{\overset{*}{n}}{\overset{*}{v}}p_0^2\left(b'-b_1'\right)}}{\overset{*}{p}{}^2\rho_0};$$

здесь

$$\rho_0=a^2\pm2ap_0\sqrt{1\pm b'}\pm p_0^2\left(b'-b_1'\right);$$

$$b_1'=b_1\frac{A}{j}\frac{n_0}{v_0};\quad b'=b\frac{A}{j}\frac{n_0}{v_0}$$

(знак «плюс» для наружного и знак «минус» для внутреннего якоря).

Выясним характер зависимости $\overset{*}{G}_c$ и $\overset{*}{P}_c = \varphi(\overset{*}{f})$ при различных способах повышения частоты

Если $\overset{*}{p} = \overset{*}{f}$, $\overset{*}{n} = 1$ и $\overset{*}{v} = 1$, то

$$\overset{*}{k}_c = \frac{a^2 \pm 2ap_0\overset{*}{f}\sqrt{1 \pm b'} \pm \overset{*}{f}{}^2 p_0^2 (b' - b_1')}{\overset{*}{f}{}^2 p_0} \approx \overset{*}{f}{}^{-\alpha_1} < 1.$$

Таким образом, $\overset{*}{k}_c < 1$ и уменьшается с увеличением частоты, т. е.

$$\overset{*}{G}_c = e^{\beta(\overset{*}{f}-1)}\overset{*}{f}{}^{-\alpha_1} \text{ и } \overset{*}{P}_c = e^{\beta(\overset{*}{f}-1)}\overset{*}{f}{}^{(n'-\alpha_1)}\overset{*}{B}_c{}^{n''}. \qquad (1.37)$$

Если $\overset{*}{n} = 1$, а $\overset{*}{v} = \overset{*}{p} = \overset{*}{f}$, то

$$\overset{*}{k}_c = \frac{a^2 \pm 2ap_0\overset{*}{f}\sqrt{1 \pm b'\overset{*}{f}{}^{-1}} \pm \overset{*}{f}{}^2 p_0^2 (b' - b_1')}{\overset{*}{f}{}^2 p_0} \approx \overset{*}{f}{}^{-\alpha_2}.$$

Следовательно, $\overset{*}{k}_c < 1$ и уменьшается с увеличением частоты быстрее, чем в первом случае, т. е. $\alpha_1 < \alpha_2$ и

$$\overset{*}{G}_c = e^{-\beta_1(\overset{*}{f}-1)}\overset{*}{f}{}^{-\alpha_2}$$

$$\overset{*}{P}_c = e^{-\beta_1(\overset{*}{f}-1)}\overset{*}{f}{}^{n'-\alpha_2}\overset{*}{B}_c{}^{n''}. \qquad (1.37а)$$

Если $\overset{*}{n} = \overset{*}{f}$, но $\overset{*}{v} = 1$ и $\overset{*}{p} = 1$, то

$$\overset{*}{k}_c = \frac{a^2 \pm 2ap_0\sqrt{1 \pm b'\overset{*}{f}} \pm p_0^2 (b' - b_1')\overset{*}{f}}{p_0} \approx \overset{*}{f}{}^{\alpha_3}.$$

Таким образом, $\overset{*}{k}_c > 1$ при $\overset{*}{f} > 1$ и возрастает с увеличением частоты, т. е.

$$\overset{*}{G}_c = \frac{e^{\beta(\overset{*}{f}-1)}}{\overset{*}{f}{}^{1-\alpha_3}} < 1$$

и

$$\overset{*}{P}_c = e^{\beta(\overset{*}{f}-1)}\overset{*}{f}{}^{n'-1+\alpha_3}\overset{*}{B}_c{}^{n''}. \qquad (1.37б)$$

Если $\overset{*}{n} = \overset{*}{v} = \overset{*}{f}$ и $\overset{*}{p} = 1$, то $\overset{*}{k}_c = 1$ и, следовательно, не зависит от частоты, т. е.

$$\overset{*}{G}_c \approx \overset{*}{f}{}^{-1}$$

и

$$\overset{*}{P}_c = \overset{*}{f}{}^{n'-1}\overset{*}{B}_c{}^{n''}. \qquad (1.37в)$$

Уравнения (1.36) и (1.37) показывают, что *потери в стали при неизменном значении индукции* ($\overset{*}{B}_c$) зависят *от частоты и веса стали.*

Таким образом, если повышение частоты производится увеличением числа полюсов при неизменной скорости вращения ($\overset{*}{n}$), то потери в стали в первом приближении возрастают пропорционально частоте в степени n'.

Потери в стали возрастают при повышении частоты увеличением скорости вращения ($\overset{*}{n}$) пропорционально частоте в степени $n'-1$, т. е. в значительно меньшей степени, чем при неизменной скорости.

Удельные потери в меди

Удельные потери в меди могут быть определены по уравнению

$$p_м = \frac{\rho_t}{\gamma_м} j^2 = k_м j^2 \ вт/кг, \qquad (1.38)$$

где j — плотность тока в $а/мм^2$;

$\gamma_м$ — удельный вес меди в $кг/см^3$;

ρ_t — удельное сопротивление меди в $ом\,мм^2/м$;

$$k_м = \frac{\rho_t}{\gamma_м} = \frac{235 + t_м}{129{,}5}, \qquad (1.39)$$

$t_м$ — температура меди.

В зависимости от температуры меди ρ_t и $k_м$ равны:

$t_м$ °C	20	75	100	125	150	175	200	225	250
$\rho_t\,10^3$	17,54	21,3	23,1	24,8	26,5	28,2	30,0	31,7	33,4
$k_м$	1,97	2,39	2,59	2,79	2,97	3,17	3,37	3,56	3,75

В авиационных электрических машинах в зависимости от системы охлаждения, режима работы, мощности и класса изоляции плотность тока в обмотке якоря $j = 8 \div 20$ $а/мм^2$ и в обмотке возбуждения $j_в = 5 \div 10$ $а/мм^2$, т. е. примерно в $3 \div 4$ раза выше, чем у аналогичных машин общего применения.

Так как нагрев обмоток, а следовательно, и удельное сопротивление ρ_t обмоток авиационных машин выше, чем у машин общего применения, то *удельные потери в меди авиационных электрических машин в $10 \div 20$ раз больше, чем у аналогичных машин общего применения.* Они могут достигать значения $p_{м.я} = 1200$ $вт/кг$ в обмотке якоря и $p_{м.в} = 300$ $вт/кг$ в обмотке возбуждения.

Как следует из приведенных данных, удельные потери в меди значительно превосходят удельные потери в стали. Кроме того, уравнение (1.38) не учитывает возрастания потерь в проводниках при обтекании их переменным током, когда наблюдается явление вытеснения тока.

Если учесть явление вытеснения, влияние которого возрастает с увеличением частоты, высоты проводника и сечения меди в пазу, то удельные потери в меди, вводя коэффициент вытеснения, можно представить как

$$p_м = k_м k_{в.м} j^2. \qquad (1.40)$$

Для приведенной высоты проводника $h' < 1$

$$k_{в.м} = 1 + \frac{9}{k}\left(\frac{b_м}{b_п}\right)^2 \frac{n_м - 0,2}{1 + \alpha\vartheta} h^4 \left(\frac{f}{400}\right)^2 \qquad (1.41)$$

— при прямоугольном сечении проводников и

$$k_{в.м} = 1 + \frac{5,3}{k}\left(\frac{b_м}{b_п}\right)^2 \frac{n_м - 0,2}{1 + \alpha\vartheta} d^4 \left(\frac{f}{400}\right)^2 \qquad (1.41а)$$

— при круглом сечении проводников в пазу.

Здесь $b_п$ и $b_м$ — ширина паза и полная ширина меди в пазу;
$h_м$ — высота проводника в *см*;
$n_м$ — полное число проводников, расположенных один над другим по высоте паза;
α и ϑ — температурный коэффициент и превышение температуры;
d — диаметр проводника в *см*;

$$k = \frac{l_{ср}}{2l},$$

где $l_{ср}$ — средняя длина обмотки якоря в *см*;
l — длина якоря в *см*.

Как следует из приведенного уравнения, дополнительные потери в меди пропорциональны квадрату частоты.

Таким образом, *повышение частоты вызывает увеличение удельных потерь в стали пропорционально частоте в степени* $n' = 1,3 \div 1,5$ и *дополнительных потерь в меди пропорционально частоте во второй степени.*

Так как увеличение удельных потерь может привести к недопустимому нагреву, то для уменьшения последнего приходится снижать индукцию в стали и плотность тока в меди и, следовательно, увеличивать размеры машины.

Снижение удельных потерь в стали и в меди может быть достигнуто уменьшением толщины листа и повышением его качества, а также применением проводов меньших сечений (высоты). В последнем случае увеличивается трудоемкость производства и снижаются коэффициенты заполнения сердечника $k_{з.с}$ и паза $k_{з.п}$, что также влечет за собой увеличение размеров машины.

Вес меди и потери в обмотке якоря

Вес меди обмотки якоря определяется выражением

$$G_{м.я} = V_{м.я}\gamma_м = mwq_{м.я}l_{ср.я}\gamma_м \text{ кг}, \tag{1.42}$$

где m и w — число фаз и число витков в фазе;

$q_{м.я}$ — поперечное сечение одного проводника в $см^2$.

Учитывая, что линейная нагрузка

$$A = \frac{2mwI}{\pi D} = \frac{100jV_{м.я}}{\pi Dlk} \text{ а/см},$$

можно получить

$$G_{м.я} = \pi Dlk\gamma_м \frac{A}{100j} \text{ кг}, \tag{1.43}$$

т. е. *вес (объем) меди якоря пропорционален произведению полной поверхности якоря (πDl) на линейную нагрузку и обратно пропорционален плотности тока.*

Относительный вес меди обмотки якоря, если учесть, что

$$\pi Dl = \frac{\pi S_э}{n\sigma D} = \frac{\pi^2 S_э}{120\tau f\sigma} = \frac{\pi^2 S_э}{6000\sigma v} \text{ см}^2,$$

будет равен

$$\frac{G_{м.я}}{S_э} \approx 1{,}46\ \frac{A}{j}\frac{k}{\sigma v}\ 10^{-7} = \frac{1{,}46}{10^7 k_\sigma}\frac{k}{jB_\delta v}, \tag{1.44}$$

где

$$v \text{ в м/сек}, \quad j \text{ — в а/мм}^2, \quad B_\delta \text{ в гс} \quad \text{и} \quad \sigma = k_\sigma AB_\delta .$$

Представляет интерес сравнить вес обмоток якорей (в относительных единицах) машин, предназначенных для разных частот, т. е. значения

$$\overset{*}{G}_{м.я} = \frac{\overset{*}{A}}{\overset{*}{j}}\frac{\overset{*}{k}}{\overset{**}{\sigma v}} = \frac{\overset{*}{k}}{\overset{*}{j}\overset{*}{B}_\delta \overset{*}{v}}. \tag{1.45}$$

Для приближенного сопоставления веса и размеров электрических машин (предназначенных для различных частот) здесь рассматриваются крайние случаи, когда отношение $\lambda = l/\tau$ не является функцией числа полюсов, а зависит от способа повышения частоты. Итак, можно представить в общем случае:

$$\left.\begin{aligned} k &= \frac{l_{ср.я}}{2l} = 1 + \eta\frac{\tau}{l} = 1 + \frac{\eta}{\lambda}, \\ \overset{*}{k} &= \frac{\overset{*}{l}_{ср.я}}{\overset{*}{l}} = \frac{\eta\overset{*}{\lambda}^{-1} + \lambda_0}{\eta + \lambda_0} \end{aligned}\right\} \tag{1.46}$$

и в частном случае

$$\left.\begin{aligned} k &= 1 + \frac{\eta}{k_\lambda}p^{-\alpha} = 1 + k'_\lambda p^{-\alpha}, \\ \overset{*}{k} &= \frac{k'_\lambda \overset{*}{p}^{-\alpha} + p_0^\alpha}{k'_\lambda + p_0^\alpha}, \end{aligned}\right\} \tag{1.46a}$$

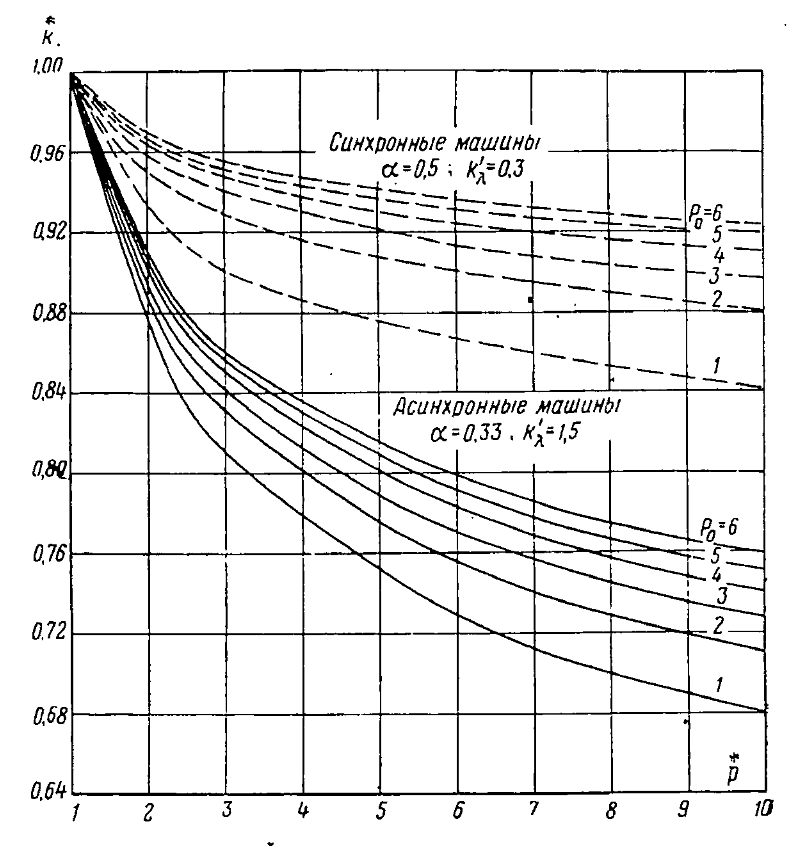
где λ определяется эмпирическим выражением $\lambda = k_\lambda p^\alpha$ и с достаточной точностью можно принять для синхронных машин

$$\eta = 1{,}5, \quad k_\lambda \approx 0{,}5, \quad k'_\lambda \approx 0{,}3 \text{ и } \alpha \approx 0{,}5$$

и для асинхронных машин

$$\eta \approx 1{,}5, \; k_\lambda = 1{,}0, \; k'_\lambda \approx 1{,}5 \text{ и } \alpha \approx 0{,}33.$$

На фиг. 1. 18 приведено семейство кривых, построенных для синхронных ($k'_\lambda \approx 0{,}3$ и $\alpha \approx 0{,}5$) и асинхронных ($k'_\lambda \approx 1{,}5$ и $\alpha \approx 0{,}33$)



Фиг. 1. 18. Значения $\overset{*}{k}$ в зависимости от относительного значения числа пар полюсов ($\overset{*}{p}$) при различных значениях p_0.

машин, которое характеризует влияние изменения числа полюсов (средней длины витка) на вес меди обмотки якоря.

Из выражений (1. 44) ÷ (1. 46) можно сделать некоторые выводы, а именно:

а) вес меди обмотки якоря, отнесенный к электромагнитной мощности машины, обратно пропорционален плотности тока, индукции в воздушном зазоре и окружной скорости, а также зависит от числа полюсов (величины k);

б) если повышать частоту при неизменном значении окружной скорости, плотности тока и индукции в зазоре, то относительное значение веса обмотки якоря несколько уменьшается, так как

$$\overset{*}{G}_{м.я}=\overset{*}{k}<1;$$

в) если повышать частоту, сохраняя неизменным полюсное деление, т. е. увеличивая окружную скорость $(\overset{*}{v}=\overset{*}{f})$, то

$$G_{м.я}=\frac{\overset{*}{k}}{\overset{*}{f}},$$

т. е. относительный вес обмотки якоря уменьшается при $\overset{*}{n}=\overset{*}{f}$ и возрастает при $\overset{*}{p}=\overset{*}{f}$;

г) если при повышении частоты сохранять неизменным конструктивный фактор, то $\overset{*}{G}_{м.}<1$.

Таким образом, *повышение частоты приводит к снижению относительного веса меди якоря.*

Потери в обмотке якоря, приняв во внимание (1.40) и (1.43), можно записать как

$$P_{м.я}=p_{м.я}G_{м.я}=\frac{\rho_t k k_{в.м}}{100}\pi DlAj \ вт \quad (1.47)$$

и для теплового потока на поверхности якоря от потерь в обмотке справедливо, что

$$A_{tя}=\frac{P_{м.я}}{\pi Dlk}=\frac{\rho_t k_{в.м}}{100}Aj \ вт/см^2.$$

Потери в обмотке якоря, отнесенные к электромагнитной мощности машины, с учетом (1.44) будут

$$\frac{P_{м.я}}{S_э}\approx\frac{1,65}{10^5}\rho_t k k_{в.м}\frac{Aj}{\sigma v}=\frac{1,65}{10^5}\frac{\rho_t k k_{в.м}}{k_\sigma}\frac{j}{B_\delta v} \ вт/ква. \quad (1.48)$$

Потери в обмотке якоря в относительных единицах при изменении частоты на основании (1.40) и (1.46), либо исходя из (1.48) равны

$$\overset{*}{P}_{м.я}=\overset{*}{k}_{в.м}\overset{*}{k}\frac{\overset{*}{j}}{\overset{*}{B}_\delta \overset{*}{v}}, \quad (1.49)$$

где

$$\overset{*}{k}_{в.м}=\frac{1+\mu \overset{*}{f}{}^2 \overset{*}{k}{}^{-1}}{1+\mu},$$

и

$$\mu=\frac{9 \text{ или } 5,3}{k_0'}\left(\frac{b_м}{b_п}\right)^2\frac{n_м-0,2}{1+\alpha\vartheta}h^4\left(\frac{f_0}{400}\right)^2.$$

Из (1.48) и (1.49) следует, что:

а) потери в обмотке якоря, отнесенные к электромагнитной мощности машины, прямо пропорциональны плотности тока и обратно пропорциональны индукции в воздушном зазоре и окружной скорости, также находясь в зависимости от числа полюсов (средней длины витка);

б) если повышать частоту при неизменном значении окружной скорости, плотности тока и индукции в зазоре, то $\overset{*}{k} < 1$ и относительное значение потерь в обмотке якоря $\overset{*}{p}_{\text{м.я}} = \overset{*}{k}_{\text{в.м}} \overset{*}{k}$, т. е. изменяется незначительно;

в) если повышать частоту, сохраняя полюсное деление неизменным ($\overset{*}{v} = \overset{*}{f}$), то $\overset{*}{k} \gtrless 1$ и

$$\overset{*}{P}_{\text{м.я}} = \frac{\overset{*}{k}_{\text{в.м}} \overset{*}{k}}{\overset{*}{f}},$$

т. е. снижается с увеличением частоты;

г) если изменять частоту, сохраняя оптимальным конструктивный коэффициент ($\overset{*}{\lambda} = \overset{*}{p}^{\alpha}$), то

$$\overset{*}{P}_{\text{м.я}} \approx \frac{\overset{*}{k}_{\text{в.м}} \overset{*}{k}}{\sqrt[3]{\overset{*}{f}^{1-\alpha}}} < 1$$

или при $\alpha = 0{,}5$

$$\overset{*}{P}_{\text{м.я}} \approx \frac{\overset{*}{k}_{\text{в.м}} \overset{*}{k}}{\overset{*}{f}^{1/6}} < 1.$$

Таким образом, *повышение окружной скорости приводит к снижению веса и потерь в обмотке якоря, в то время как повышение скорости вращения n не оказывает влияния на вес и потери в обмотке якоря.*

Вес меди и потери в обмотке возбуждения

Вес (объем) меди обмотки возбуждения определяется уравнением

$$G_{\text{м.в}} = V_{\text{м.в}} \gamma_{\text{м}} = 2p w_{\text{в}} l_{\text{ср.в}} q_{\text{м.в}} \gamma_{\text{м}} \ \text{кг}. \qquad (1.50)$$

Учитывая, что н. с. всех полюсов равна

$$F_{\text{в}} = 2p w_{\text{в}} I_{\text{в}} = 200 p w_{\text{в}} q_{\text{м.в}} j_{\text{в}} \ \text{ав}$$

и полное сечение обмотки возбуждения есть

$$S_{\text{м.в}} = 4p w_{\text{в}} q_{\text{м.в}} = \frac{2V_{\text{м.в}}}{l_{\text{ср.в}}} = \frac{2F_{\text{в}}}{100 j_{\text{в}}},$$

получают выражение для объема $V_{м.в}$ и веса $G_{м.в}$ меди обмотки возбуждения, т. е.

$$V_{м.в}=\frac{F_в}{100 j_в} l_{ср.в} \ см^3$$

и

$$G_{м.в}=\frac{F_в \gamma_м}{100 j_в} l_{ср.в}=\frac{p\tau A_в}{100 j_в} l_{ср.в}\gamma_м \ кг, \quad (1.50а)$$

где $A_в=2F_в/\pi D$ — линейная нагрузка цепи возбуждения в *а/см*.

Итак, *вес (объем) меди обмотки возбуждения прямо пропорционален произведению полной н. с. возбуждения на среднюю длину витка и обратно пропорционален плотности тока.*

Более подробный анализ показывает, что если при изменении частоты сохранять неизменными величины A, B_δ и δ'/τ (относительное значение воздушного зазора), то *полная н. с. возбуждения машины при нагрузке обратно пропорциональна скорости вращения* ($\overset{*}{n}$) *и прямо пропорциональна произведению окружной скорости* ($\overset{*}{v}$) *на линейную нагрузку цепи возбуждения* ($\overset{*}{A}_в$) *и не зависит от частоты непосредственно; объем и вес обмотки возбуждения обратно пропорциональны окружной скорости вращения, прямо пропорциональны отношению* ($A_в/j_в$) *и зависят от числа полюсов* таким образом, что если повышать частоту увеличением числа полюсов при n и v=const, то полная н. с. возбуждения остается практически неизменной, а вес обмотки возбуждения снижается в результате уменьшения средней длины витка.

Потери в обмотке возбуждения. Удельные потери в обмотке возбуждения определяются из (1.38) и от частоты не зависят. В то же время полные потери в обмотке возбуждения зависят от частоты в такой же степени, как и вес меди, а именно на основании (1.38 и 1.50а) получается, что

$$P_{м.в}=p_{м.в}G_{м.в}=\rho_t \frac{j_в F_в}{100} l_{ср.в}=\rho_t \frac{p\tau A_в j_в}{50} l_p k', \quad (1.51)$$

где

$$k'=\frac{l_{ср.в}}{2 l_p}.$$

Аналогично можно получить выражение для потерь возбуждения, приходящихся на 1 *ква* электромагнитной мощности:

$$\frac{P_{м.в}}{S_э}=\frac{\rho_t}{\gamma_м}\frac{G_{м.в}}{S_э} j_в^2 \approx \frac{1,64}{10^5}\frac{A_в j_в}{\sigma v} k'. \quad (1.52)$$

То же выражение в относительных единицах будет

$$\overset{*}{P}_{м.в}=\frac{\overset{*}{A}_в \overset{*}{j}_в}{\overset{**}{\sigma v}} \overset{*}{k}'=\frac{\overset{*}{A}_в}{\overset{*}{A}}\frac{\overset{*}{j}_в}{\overset{*}{B}_\delta}\frac{\overset{*}{k}'}{\overset{*}{v}}. \quad (1.53)$$

При увеличении частоты удельные потери в обмотке возбуждения остаются неизменными; относительные потери и относительный вес меди в случае постоянства числа полюсов снижаются, а в случае постоянства скорости вращения n могут даже возрасти (при $\overset{*}{v} = \overset{*}{f} = \overset{*}{p}$).

Число фаз. В энергосистемах общего применения обычно применяют трехфазную систему переменного тока с заземленным нулем. В электрифицированном транспорте находит применение однофазная система переменного тока. В современных летательных аппаратах применяются однофазные и трехфазные системы переменного тока.

Основными преимуществами однофазной системы являются:

а) упрощение и уменьшение веса распределительной сети при однопроводной системе (обратный провод — металлический корпус самолета);

б) снижение веса трансформаторов, уменьшение количества предохранителей и выключателей;

в) упрощение защитной и коммутационной аппаратуры.

В то же время недостатками этой системы по сравнению с трехфазной следует считать:

а) увеличение веса и снижение к. п. д. двигателей и генераторов;

б) усложнение схемы запуска и снижение надежности двигателей;

в) увеличение веса проводов при двухпроводной системе;

г) большая уязвимость системы — повреждение провода приводит к выходу системы из строя.

Если трехфазную систему выполнить с заземленным нулем генераторов и двигателей, то она эквивалентна четырехпроводной, так как металлический корпус можно рассматривать как обратный провод большого сечения. В этом случае однофазную нагрузку можно включать на фазное или линейное напряжение. Кроме того, трехфазные двигатели при обрыве одного или двух проводов могут продолжать кратковременно работать соответственно в двухфазном и однофазном режиме. Надежность системы электроснабжения повышается. Недостатком трехфазной системы с заземленным нулем является наличие токов нулевого следования фаз, которые искажают форму кривой линейного напряжения.

Ввиду указанных недостатков, а также ряда бесспорных преимуществ трехфазного тока в системах переменного тока принята трехфазная схема питания с заземленным нулем.

1.5. ПОТЕРИ В АВИАЦИОННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

Авиационные электрические машины имеют повышенные значения электрических нагрузок и работают при больших скоростях

и повышенных частотах. Следствием этого является увеличение удельных потерь в электрической и магнитной цепи, а также потерь на трение о воздух, в скользящем контакте и в подшипниках (табл. 1.7).

Таблица 1.7

Удельные потери, плотность тока и электромагнитные нагрузки

Типы генераторов	Авиационные генераторы		Общего применения	
	постоянный ток $P_{ном}=1,5\div30$ *квт*	переменный ток 400 *гц* $S_{ном}=15\div100$ *ква*	постоянный ток	переменный ток 50 *гц*
Удельные потери в *вт/кг*				
$p_с$	$50\div60$	$100\div120$	$2\div4$	$5\div10$
$p_{м.я}$	$250\div1000$	$250\div1000$		
$p_{м.в}$	$150\div250$	$150\div250$		
Плотность тока в *а/мм²*				
$j_я$	$10\div20$	$10\div20$	$3\div8$	$3\div8$
$j_в$	$5\div8$	$5\div8$	$2\div4$	$2\div4$
Линейная нагрузка в *а/см*	$200\div400$	$350\div450$	$150\div300$	$160\div210$
Индукция B_δ в *гс*	$6000\div7000$		$6500\div7500$	
n в об/мин	$4000\div10\,000$	$8000\div6000$	1500	1500
Скорость v в *м/сек*	$50\div60$	$50\div60$	30	30

Потери, как известно, можно разделить на *потери в меди* (обмоток якоря, дополнительного полюса, компенсационной и возбуждения)

$$P_м = P_{м.я} + P_{м.д.п} + P_{м.к.о} + P_{м.в},$$

потери в стали (сердечника якоря, зубцов и дополнительные)

$$P_с = P_{с.я} + P_{с.з} + P_{с.д},$$

потери механические (трение щеток о коллектор, вентиляционные и в подшипниках)

$$P_{мех}=P_{т.к}+P_v+P_{под}$$

и *электрические потери в скользящем контакте*

$$P_{э.к}=I\Delta U_{щ}.$$

С точки зрения нагрева потери можно классифицировать несколько иначе, а именно: потери в якоре $P_я=P_{м.я}+P_с$, потери на коллекторе $P_к=P_{т.к}+P_{э.к}$ и потери в индукторе:

$$P_и=P_{м.в}+P_{м.д.п}+P_{м.к.о}.$$

В табл. 1.8 приведено примерное распределение потерь в авиационных генераторах постоянного и переменного тока.

Таблица 1.8

Примерное распределение потерь
(в процентах от суммы потерь)

Род тока	Постоянный		Переменный
Генераторы / Потери	авиационные	общего применения	авиационые
В обмотке якоря	27	37	45
В обмотке дополнительных полюсов	8	11,5	—
В скользящем контакте	23	6	—
На возбуждение	11	15	23
Из них в обмотке возбуждения	6	—	16
В стали якоря	8	13,5	13
Механические потери	20	11	8,7
Из них на трение щеток	17	3,0	1,1
В коллекторе	40	9	—
В якоре	35	50	57
В коллекторе и якоре	75	59	—
К. п. д.	76	83	88

Приведенные данные показывают, что:

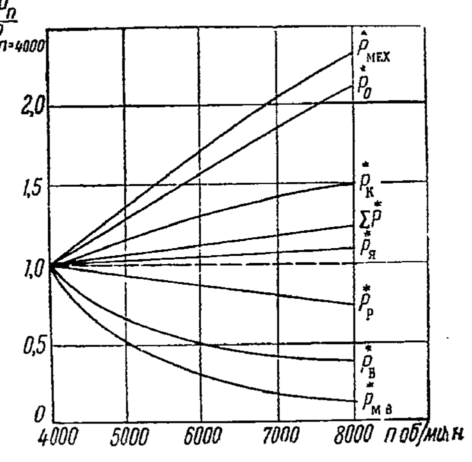
а) в авиационных машинах постоянного тока 40÷50% всех потерь приходится на коллектор и 70÷80% всех потерь сосредоточено в якоре и коллекторе, в машинах же общего применения одинако-

вой мощности только около 10% потерь приходится на коллектор и около 60% потерь сосредоточено в якоре и коллекторе;

б) в авиационных машинах переменного тока в якоре сосредоточено 55÷60% всех потерь, а в обмотке возбуждения 15÷20% вместо 5÷8% в авиационных машинах постоянного тока.

Большие потери на коллекторе усложняют задачу охлаждения машины, особенно при высоких температурах окружающего воздуха.

На фиг. 1.19 приведено примерное распределение потерь авиационного генератора постоянного тока мощностью 6 *квт* в зависимости от скорости вращения.



Фиг. 1.19. Относительное значение потерь авиационного генератора постоянного тока в зависимости от скорости вращения. $\overset{*}{P}_0$ и $\overset{*}{P}_{мех}$ — потери холостого хода и механические; $P_я$ и $\sum\overset{*}{P}$ — полные потери в якоре и в генераторе; $\overset{*}{P}_р$, $P_{м.в}$ и $\overset{*}{P}_в$ — потери в регуляторе, обмотке возбуждения и в цепи возбуждения; $\overset{*}{P}_к$ — потери коллектора.

Анализ приведенных данных показывает, что с увеличением скорости вращения генератора:

а) потери холостого хода и механические резко возрастают почти по линейному закону;

б) полные потери в машине и на коллекторе возрастают значительно и также почти по линейному закону;

в) полные потери в якоре возрастают незначительно;

г) потери в обмотке возбуждения при возрастании скорости в два раза снижаются в 7,7 раза, в то время как полные потери в цепи возбуждения снижаются только в 2,7 раза.

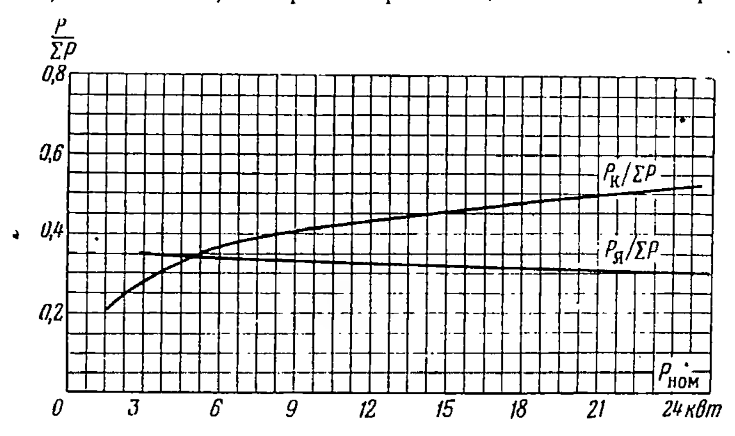
Следует отметить, что потери в обмотке якоря, в обмотке дополнительных полюсов и электрические потери в скользящем контакте изменяются незначительно и можно считать, что они не зависят от скорости вращения.

Итак, *с увеличением скорости вращения постоянные потери резко возрастают, в то время как переменные потери, пропорциональные квадрату тока, имеют тенденцию к снижению. Это означает, что максимум к. п. д. генератора при увеличении скорости вращения перемещается в сторону больших нагрузок.* Обычно распределение постоянных и переменных потерь производится таким образом, что максимум к. п. д. расположен в зоне номинальной мощности при наименьшей скорости. Следовательно, при повышенной скорости вращения и номинальном токе генератор будет работать при пониженном значении к. п. д. В действительности положе-

ние еще хуже, так как генератор часто работает при нагрузке ниже номинальной.

Из изложенного следует, что *при проектировании генераторов с переменной скоростью вращения необходимо так выбирать электромагнитные нагрузки, чтобы максимум к. п. д. имел место при скорости, соответствующей наибольшей продолжительности номинальной работы.*

Основную часть постоянных потерь составляют механические потери и, в частности, потери на трение щеток о коллектор.



Фиг. 1.20. Характер изменения относительных потерь в якоре $P_я/\Sigma P$ в коллекторе $P_к/\Sigma P$ в зависимости от номинальной мощности генератора постоянного тока ($P_{ном}$).

Из фиг. 1.20, где показана зависимость относительных потерь в якоре и коллекторе от номинальной мощности авиационных генераторов постоянного тока, следует, что относительное значение потерь на коллекторе возрастает с увеличением номинальной мощности.

Радикальным мероприятием по снижению потерь трения в скользящем контакте может явиться снижение диаметра коллектора до значения

$$D_к = (0,7 \div 0,8) D.$$

Как указывалось, потери в цепи возбуждения складываются из потерь в обмотке возбуждения $P_{м.в} = R_в I_в^2$ и потерь в переменном сопротивлении (угольного столба) регулятора напряжения $P_р = R_р I_в^2$, т. е.

$$P_в = U I_в = (R_в + R_р) I_в^2 = P_{м.в} + P_р. \quad (1.54)$$

Зависимость тока возбуждения от тока нагрузки может быть приближенно представлена уравнением вида

$$I_в = I_{в.х.х}\left[1 + \frac{I_{в.ном} - I_{в.х.х}}{I_{в.х.х}}\left(\frac{I}{I_{ном}}\right)^k\right], \quad (1.55)$$

где $I_{в.х.х}$ — ток возбуждения при холостом ходе, не зависящий от тока нагрузки;
$I_{ном}$ — номинальное значение тока нагрузки;
I — текущее значение тока нагрузки;
$I_в$ — текущее значение тока возбуждения, соответствующее I;
$I_{в.ном}$ — ток возбуждения при номинальной нагрузке.

Показатель степени k в зависимости от типа машины изменяется от 1,1 до 2,0.

Учитывая (1.55), можно показать, что приближенно потери в цепи и обмотке возбуждения состоят из двух составляющих:

$P_{в.х.х}$ — не зависящей от нагрузки генератора и соответствующей потерям на возбуждение при холостом ходе, и $P_{в.нагр}$ — зависящей от величины нагрузки во второй степени, и что все потери в генераторе при постоянной скорости вращения с достаточной точностью можно разделить на постоянные потери, не зависящие от величины нагрузки и равные

$$P_п = P_с + P_{мех} + P_{в.х.х} = k_п I^0; \qquad (1.56)$$

потери, зависящие от величины нагрузки в первой степени и равные

$$P_1 = P_{э.к} = k_1 I; \qquad (1.57)$$

потери, зависящие от величины нагрузки во второй степени и равные

$$P_2 = P_{м.я} + P_{м.д.п} + P_{м.к} + P_{в.нагр} = k_2 I^2. \qquad (1.58)$$

Учитывая изложенное, полные потери в машине при работе в наземных условиях (индекс «0») можно представить как

$$\sum P_0 = k_п I_0^0 + k_1 I_0 + k_2 I_0^2 = k_п \left(1 + \frac{k_1}{k_п} I_0 + \frac{k_2}{k_п} I_0^2\right), \qquad (1.59)$$

или

$$\sum P_0 = P_п \left(1 + \frac{P_1}{P_п} + \frac{P_2}{P_п}\right). \qquad (1.60)$$

Очевидно, к. п. д. будет иметь наибольшее значение, когда сумма всех потерь, приходящихся на единицу мощности, достигает наименьшего значения, т. е. при отношении $\Sigma P/IU$, равном минимуму (при $U = \text{const}$).

Следовательно, необходимо определить производную

$$\frac{d}{dI}\left(\frac{\sum P}{I}\right) = \frac{d}{dI}\left(\frac{P_п + P_1 + P_2}{I}\right) = -\frac{k_п}{I^2} + k_2 = 0,$$

откуда

$$k_п = k_2 I^2 \quad \text{или} \quad P_п = P_2. \qquad (1.61)$$

Таким образом, *к. п. д. достигает наибольшего значения при такой нагрузке, когда потери, пропорциональные квадрату тока $P_2 = k_2 I^2$, равны постоянным потерям $P_п = k_п$.*

Потери $P_1 = k_1 I$, пропорциональные току в первой степени, не оказывают влияния на расположение максимума к. п. д.

При более точном исследовании необходимо учесть, что с уменьшением нагрузки снижаются: сопротивления обмоток вследствие снижения температуры; падение напряжения, а следовательно, и потери в скользящем контакте.

Влияние параметров охлаждающего воздуха на величину потерь

Потери в стали не зависят от параметров охлаждающего воздуха, т. е. от высоты и скорости полета.

Потери в обмотках, в скользящем контакте и потери трения зависят от высоты и скорости полета и не остаются постоянными в результате изменения параметров окружающего воздуха: температуры, давления и состава.

В зависимости от температуры обмоток и величины тока они изменяются по следующему закону:

$$\overset{*}{P}'_{\text{м} H} = \frac{P_{\text{м} H}}{P_{\text{м}0}} = \frac{R_{\text{м} H}}{R_{\text{м}0}} \left(\frac{I_H}{I_0}\right)^2 = \frac{235 + t_{\text{г} H}}{235 + t_{\text{г}0}} \overset{*}{I}{}^2_H, \qquad (1.62)$$

где $R_{\text{м} H}$ и $R_{\text{м}0}$ — сопротивление обмоток соответственно, при токе I_H и I_0;

$\vartheta_H = t_{\text{г} H} - t_{\text{х}0}$ и $\vartheta_0 = t_{\text{г}0} - t_{\text{х}0}$ — превышение температуры обмоток;

$t_{\text{х}0}$ — температура „холодной“ обмотки;

$t_{\text{г} H}$, $t_{\text{г}0}$ — температура „горячей“ обмотки;

$I^* = I_H / I_0$ — относительное значение тока на высоте.

Индекс «0» относится к наземным условиям, индекс «H» — к высотным.

Если температура обмоток при работе на высоте H составляет $t_{\text{г} H} = 250°$, а при работе в наземных условиях равна $t_{\text{г.о}} = 100°$, то относительные потери в обмотках при номинальном значении тока $\overset{*}{I}_H = 1$ возрастут в

$$\overset{*}{P}_{\text{м} H} = \frac{253 + 250}{235 + 100} 1^2 \approx 1,45 \text{ раза.}$$

Таким образом, *изменение потерь в меди при неизменной величине тока нагрузки определяется значением температуры «горячей» обмотки на высоте $t_{\text{г} H}$ и в наземных условиях $t_{\text{г}0}$.*

Потери трения складываются из потерь на охлаждение, потерь в скользящем контакте и в подшипниках.

Потери в подшипниках невелики и мало влияют на общую картину, поэтому ими можно пренебречь.

Потери трения в скользящем контакте $P_{т.к}$ значительны, особенно в коллекторных машинах, возрастая на высоте вследствие повышения коэффициента трения μ:

$$P_{т.к\,H}=P_{т.к0}\frac{\mu_H}{\mu_0} \quad \text{или} \quad \overset{*}{P}_{т.к_H}=\frac{\mu_H}{\mu_0}. \tag{1.63}$$

Вентиляционные потери P_v состоят из двух частей: потерь в вентиляторе и вентиляционной системе P_{v1} и потерь на трение о воздух вращающихся частей машины P_{v2}.

Потери в вентиляторах зависят от весового количества воздуха, прогоняемого сквозь машину, и конструкции вентилятора. Потери на трение о воздух вращающихся частей зависят от конструктивных особенностей машины, параметров окружающей среды и окружной скорости ротора.

Мощность с учетом потерь вентилятора, расходуемая на перемещение $Q_в$ *м³/сек* воздуха при полезном напоре вентилятора h *мм* вод. ст., определится уравнением

$$P_{v1}=g\,\frac{Q_в h}{\eta}=gQ_в h_t gQ_в\,\frac{v^2}{g}\gamma=G_в v^2 \ \text{вт}. \tag{1.64}$$

Здесь $h_t=h/\eta=(v^2/g)\gamma$ — теоретический напор вентилятора;
v — окружная скорость (*м/сек*) по максимальному диаметру вентилятора.

Весовой расход воздуха $G_в=Q_в\gamma$ пропорционален сумме потерь ΣP, уносимых воздухом, и обратно пропорционален допустимому превышению температуры, т. е.

$$G_в=\frac{\sum P}{\vartheta_в}\ г/сек, \tag{1.65}$$

где $\sum P$ — в *вт*.

$\vartheta_в=t_{в.г}-t_{в.х}$ — превышение температуры охлаждающего воздуха, т. е. разность температур выходящего $t_{в.г}$ и входящего $t_{в.х}$ воздуха, равная обычно 30÷50°.

С учетом высоты полета и при $Q_в=\text{const}$

$$\frac{P_{v1_H}}{P_{v1_0}}=\frac{G_{в_H}}{G_{в_0}}=\frac{\gamma_H}{\gamma_0}=\overset{*}{\gamma}_H. \tag{1.66}$$

Потери на трение вращающихся частей о воздух зависят от конструктивных особенностей машины и поэтому не могут быть представлены общим уравнением. Обычно для каждого конкретного типа машин составляют уравнение потерь трения о воздух с применением опытных коэффициентов.

Потери трения при вращении гладкого цилиндра в воздушной атмосфере можно определить выражением

$$P_{v2}=1{,}02\cdot 10^{-5}M_{т}n=705\left(\frac{n}{1000}\right)^3\rho_H c_H\int r^4\,dl\ вт. \qquad (1.67)$$

Здесь $M_т$ — момент трения в *гсм*;

ρ_H — массовая плотность воздуха, т. е. масса единицы объема, по табл. 1.1 в *гсек²/см⁴*;

c_H — аэродинамический коэффициент трения, который для ламинарного и турбулентного слоя соответственно равен

$$\frac{0{,}53}{\sqrt{\mathrm{Re}}}\quad и\quad \frac{0{,}0286}{\sqrt[5]{\mathrm{Re}}},$$

где число Рейнольдса определяется выражением

$$\mathrm{Re}=2{,}62\frac{n}{100}\frac{D^2}{\nu_H},$$

ν_H — кинетический коэффициент вязкости воздуха, являющийся отношением коэффициента вязкости среды к ее плотности.

Критическое значение числа $\mathrm{Re}_{кр}$, при котором ламинарный пограничный слой переходит в турбулентный, составляет

$$\mathrm{Re}_{кр}=48\,500.$$

Геометрический фактор $\int r^4 dl$ определяется формой и размерами вращающегося тела (табл. 1.9).

В условиях полета величина потерь трения изменяется вследствие изменения плотности воздуха ρ и аэродинамического коэффициента трения c.

Степень изменения потерь трения в высотных условиях может быть найдена из выражения

$$\overset{*}{P}_{v2_H}=\frac{P_{v2_H}}{P_{v2_0}}=\frac{\rho_H}{\rho_0}\frac{c_H}{c_0}=\overset{*}{\rho}_H\overset{*}{c}_H, \qquad (1.68)$$

где $\overset{*}{\rho}_H=\overset{*}{\gamma}_H$ определяется по (1.2) или табл. 1.1; и

$$\overset{*}{c}_H=\sqrt{\frac{\nu_H}{\nu_0}}=\overset{*}{\nu}_H^{1/2}\text{ — при ламинарном потоке}$$

$$\overset{*}{c}_H=\sqrt[5]{\frac{\nu_H}{\nu_0}}=\overset{*}{\nu}_H^{1/5}\text{ — при турбулентном потоке.}$$

Полные потери в машине на ее охлаждение будут:

$$P_{v0}=P_{v1_0}+P_{v2_0}\text{ — на уровне моря и}$$

$$P_{vH}=P_{v1_H}+P_{v2_H}\text{ — на высоте } H.$$

Таблица 1.9

К расчету потерь трения о воздух

Вид сечения ротора	Геометрический фактор $\int r^4 dl$
	$LR^4 + l_1 r_1^4 + l_2 r_2^4 + 0{,}4R^5$
	$LR^4 + 0{,}4R^5$
	$LR^4\left[1 + \frac{l}{L}\left(\frac{r}{R}\right)^4\right] + 0{,}4R^5$
	$LR^4\left[1 + \left(\frac{r}{R}\right)^4\right] + 0{,}4R^5\left[1 - \left(\frac{r}{R}\right)^5\right]$
	$LR^4\left[1 - \frac{R-r}{L}\operatorname{tg}\alpha + \left(\frac{r}{R}\right)^4\right] + \frac{0{,}4R^5}{\cos\alpha}\left[1 - \left(\frac{r}{R}\right)^5\right]$

Относительное изменение полных потерь охлаждения

$$\overset{*}{P}_{vH} = \frac{P_{vH}}{P_{v0}} = \overset{*}{\gamma}_H \frac{P_{v1_0} + P_{v2_0}\overset{*}{c}_H}{P_{v1_0} + P_{v2_0}}. \qquad (1.69)$$

Электрические потери в щеточном контакте $P_{\text{э.к}_H}$ в высотных условиях несколько возрастают вследствие повышения падения напряжения в скользящем контакте ΔU, что является результатом ухудшения условий коммутации в высотных условиях.

Зависимость $\Delta U = f(H \text{ и } v)$ не поддается аналитическому учету — она может быть определена только экспериментально для каждого типа машин и марки щеток.

Постоянные потери $P_п$ в первом приближении можно считать не зависящими от параметров окружающего воздуха, т. е. высоты и скорости полета, так как возрастание потерь трения в скользящем контакте компенсируется в какой-то степени снижением потерь трения о воздух. Таким образом, в первом приближении

$$P_{п\,H}=P_с+P_{подш}+P_{т.к_0}\frac{\mu_H}{\mu_0}+P_{м.вх.х}\frac{235+t_{г\,H}}{235+t_{г0}}+$$
$$+(P_{v1_0}+P_{v2_0}\overset{*}{c}_H)\overset{*}{\gamma}_H\approx P_{п0}. \qquad (1.70)$$

Потери, пропорциональные току в первой степени, зависят от параметров окружающего воздуха. Однако удельный вес этих потерь невелик и зависимость $(\Delta U_H/\Delta U_0)=f(H$ и $v)$ неизвестна. В первом приближении можно принять их не зависящими от высоты и скорости полета, т. е. при номинальном режиме

$$\overset{*}{P}_{1H}=\overset{*}{P}_{э.к_H}=\frac{\Delta U_H}{\Delta U_0} \quad и \quad P_{1H}\approx P_{1_0}=P_1. \qquad (1.71)$$

Потери, пропорциональные квадрату тока, в высотных условиях могут быть представлены при номинальном режиме в первом приближении в виде

$$P_{2H}\approx P_{2_0}\frac{235+t_{гH}}{235+t_{г0}}. \qquad (1.72)$$

Суммарные потери в высотных условиях работы при токе $\overset{*}{I}_H$, скорости $n(f)=\text{const}$ и напряжении $U=\text{const}$ в первом приближении будут

$$\sum P_H\approx P_п+P_1\overset{*}{I}_H+P_2\overset{*}{I}{}^2_H\frac{235+t_{гH}}{235+t_{г0}}. \qquad (1.73)$$

Здесь и выше $P_с$, $P_{м0}$, P_{v0}, $P_{т.к_0}$, $P_{э.к_0}$ — потери в стали, меди, вентиляционные, трения в щеточном контакте и электрические в наземных условиях;

$P_п$, P_1 и P_2 — постоянные потери, потери пропорциональные I и пропорциональные I^2 при номинальном режиме.

Если же исходить из того, что при подъеме на высоту температура обмоток должна сохраняться неизменной, то при $n(f)=\text{const}$ и $U=\text{const}$ необходимо снижать величину тока.

При этих условиях суммарные потери определяются уравнением (1.73), в котором $t_{г\,H}=t_{г0}$.

1.6. НАГРЕВ И ОХЛАЖДЕНИЕ АВИАЦИОННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Мощность, развиваемая электрической машиной, в основном определяется количеством тепловых потерь, которые могут быть отведены из машины теплоизлучением, конвекцией и теплопровод-

ностью. При выборе электромагнитных нагрузок необходимо иметь в виду рациональное распределение тепловых потерь, учитывая условия их отвода.

Проектируя систему охлаждения, необходимо так распределить охлаждающую среду, чтобы обеспечить ее подвод к самым нагретым участкам.

Электрическая машина только в том случае будет хорошо использована, если все ее части нагреты равномерно в допустимых пределах, учитывающих срок службы и режим работы.

Источниками тепловой энергии в электрической машине являются: магнитопровод, в котором периодически изменяется магнитная индукция; электропровод — обмотки, соединения и скользящий контакт; поверхности трения охлаждающей среды, скользящие контакты и подшипники.

Пределы допускаемых температур

Размеры электрической машины заданной мощности в значительной мере определяются допустимой температурой отдельных частей машины, главным образом обмоток. Допустимые температуры в свою очередь обусловливаются сортом применяемых материалов, режимом работы и сроком службы машины, а также заданным значением коэффициента полезного действия.

В общем электромашиностроении предельно допустимая температура частей машины при длительной работе не должна превышать 130° для изоляции класса В и 105° для изоляции класса А. Температуру окружающей среды при этом принимают 35° С.

В авиационном электромашиностроении предельно допустимые температуры могут быть значительно повышены, учитывая сокращенный срок службы электрических машин.

Предельно допустимая температура авиационных электрических машин ограничивается: а) снижением механических и диэлектрических свойств изоляционных материалов при повышении предельной температуры; б) снижением механических и магнитных свойств магнитно-мягких и магнитно-твердых материалов при температурах более 150÷200°; в) снижением механических свойств цветных и черных конструктивных материалов при температурах более 200÷250°; г) снижением механической прочности и электропроводимости проводниковых материалов; е) трудностями в осуществлении смазки подшипников при температурах более 150°; ж) значительным ухудшением свойств щеток и коммутации при температурах более 200°, так как чрезмерный нагрев коллектора и щеток усиливает ионные процессы в скользящем контакте, снижает сопротивление переходного контакта, что увеличивает ток в короткозамкнутой секции и ухудшает качество коммутации.

Сопротивление обмоток при колебании их температуры от —60° до +200° изменяется более чем в 2,2 раза, что вызывает значитель-

ные колебания величины напряжения, мощности и скорости вращения в зависимости от температуры.

Авиационные электрические машины допускают следующие предельные температуры и превышения температур в зависимости от класса изоляции, сорта смазки и конструкции коллектора:

Части машины	Предельные температуры °С	Превышения температур при $t = -40^\circ$
Обмотки якоря и возбуждения — изоляция класса А	155	195
То же В	175	215
„ С	200	240
Коллектор	175÷225	215÷265
Подшипники	150÷200	190÷240

Как будет показано, чем выше предельно допустимые температуры частей машины в наземных условиях, т. е. чем выше тепловая нагрузка машины, тем ниже та высота, при которой она способна развить номинальную мощность при предельно допустимой температуре.

Тепловой расчет электрической машины

Задача теплового расчета электрических машин состоит в определении превышения температуры отдельных частей машины над температурой окружающей среды при заданном режиме работы.

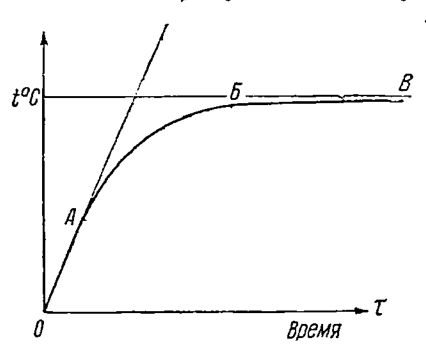
В тепловом отношении электрическая машина представляет сложную систему, состоящую из распределенных источников тепловой энергии (обмотки и активной стали), разделенных между собой пограничными слоями (изоляцией).

Тепловой расчет является наиболее трудной частью расчета электрических машин. Самая простая по конструктивному исполнению машина в тепловом отношении представляет собой сложную систему. Сложность теплового расчета состоит в многоступенчатости и универсальности теплового процесса, в трудности определения тепловых постоянных (теплоемкости, теплоотдачи и теплопроводности) отдельных частей. Тепловой процесс в электрической машине одновременно включает свободную и принудительную конвекцию, теплоизлучение и теплопроводность. Теплоемкость, теплоотдача и теплопроводность зависят от сорта применяемых материалов, конструктивного и производственного исполнения машины, параметров охлаждающей среды (давления, температуры, скорости воздуха) и т. д.

Распределение температуры внутри объема каждой части машины имеет свои закономерности. Температура одной и той же части в радиальном и аксиальном направлениях может иметь различные значения; температура лобовой части обмоток может отличаться от температуры в ее активной части, а температура сердечника якоря на входе охлаждающей среды будет ниже, чем на выходе ее, и т. д.

Таким образом, понятие «превышение температуры» относится обычно к средним температурам нагретого тела. Под температурой окружающей среды понимают температуру воздуха помещения, в котором расположена электрическая машина закрытого или открытого исполнения; для машин, охлаждаемых продувом или обдувом, за температуру охлаждающей среды принимают температуру воздуха на входе в машину.

Процесс нагрева однородного тела, как известно, изображается экспоненциальной кривой (фиг. 1.21).



Фиг. 1.21. Кривая нагрева однородного тела.

ОА—адиабатический процесс, *АБ*—переходной режим теплообмена, *БВ*—установившийся процесс.

В начале процесса нагрева (на участке *ОА*) наблюдается линейное нарастание температуры тела. Следовательно, процесс нагрева происходит адиабатически без теплообмена с окружающей средой. Все тепловые потери, выделяемые в нагреваемом теле, идут целиком на повышение его теплосодержания. Криволинейный участок кривой нагрева *АБ* («колено» кривой нагрева) соответствует переходному режиму теплообмена, когда часть тепловых потерь идет на повышение теплосодержания тела, а часть переходит в окружающее пространство. Наконец, участок *БВ* кривой нагрева соответствует установившемуся режиму теплообмена, когда все тепловые потери отводятся в окружающее пространство и, следовательно, теплосодержание тела остается неизменным.

Тепловые процессы в электрической машине в общем виде соответствуют аналитической схеме с распределенными постоянными, которые могут быть представлены системой дифференциальных уравнений в частных производных. Решение такой системы уравнений сложно и в то же время недостаточно достоверно вследствие неточности исходных параметров.

Практически задачу упрощают, принимая ряд допущений. Приведем основные из них.

1) Температуру элемента считают неизменной по всему объему и равной некоторой средней температуре, т. е. отказываются от

рассмотрения поля температуры внутри отдельно взятого элемента сложного тела. Это практически оправдываемое упрощение дает возможность рассматривать тепловую схему «с сосредоточенными постоянными», т. е. изобразить тепловой процесс системой обыкновенных линейных дифференциальных уравнений первого порядка. Однако решение подобной системы уравнений требует определения корней характеристического уравнения, обычно высокого порядка.

2) Принимают температуру отдельных частей машины установившейся, считая время нагрева длительным (работа на участке *БВ*), либо, наоборот, считают тепловой процесс столь кратковременным, что теплообмен отсутствует (адиабатический процесс) и температуры отдельных частей машины возрастают почти по прямолинейному закону (работа на участке *ОА*).

В первом случае расчет температур сводится к решению системы обычных линейных алгебраических уравнений, а во втором он сводится к расчету для отдельных элементов машины простого уравнения адиабатического теплового процесса. Однако если тепловой процесс кратковременный, но заканчивается на участке экспоненциальной кривой в месте ее перегиба, то в тепловом расчете необходимо решать систему дифференциальных уравнений.

Тепловой расчет авиационной электрической машины, работающей в условиях высотного и скоростного полета, усложняется, кроме того, еще и тем, что параметры охлаждающей среды непрерывно изменяются, а законы теплоотдачи разреженного газа при больших скоростях имеют свои особенности.

Как известно, температура меди обмотки равна средней температуре охлаждающего воздуха плюс перепад температуры в изоляции и перепад температуры в пограничном слое, т. е. от поверхности обмотки к охлаждающему воздуху. Перепад температуры в изоляции, т. е. коэффициент теплопроводности, практически не зависит от параметров охлаждающего воздуха (высоты и скорости полета), в то время как на величину коэффициента теплоотдачи сильно влияют параметры воздуха и характер воздушного потока.

Коэффициент теплоотдачи в случае принудительной конвекции можно приближенно представить выражением

$$\alpha=\alpha_0(1+\xi v^p)\left(\frac{p}{760}\right)^{\gamma}, \tag{1.74}$$

где α_0 — коэффициент теплоотдачи при $p_0=760$ *мм* рт. ст. и $v=0$;
p — плотность воздуха в *мм* рт. ст.;
ξ — коэффициент, характеризующий степень обдуваемости поверхности.

В наземных условиях в воздушных каналах машин (неподвижных и вращающихся) поток воздуха имеет турбулентный характер, что обеспечивает интенсивную теплоотдачу с нагретых поверхностей машины.

При работе в высотных условиях снижается плотность и повышается кинематический коэффициент вязкости воздуха, в результате чего турбулентный поток воздуха в каналах становится ламинарным, в связи с чем интенсивность теплоотдачи резко снижается.

Таким образом, *повышение температуры частей машины при повышении высоты обусловливается не только уменьшением плотности воздуха, но и изменением характера воздушного потока.*

Характер воздушного потока может изменяться только в неподвижных вентиляционных каналах. В электрических машинах с внутренним якорем речь идет о воздушных каналах между обмотками возбуждения и дополнительных полюсов, а в машинах с внешним якорем — о воздушных каналах в якоре. Характер воздушного потока в воздушном зазоре машины и во вращающихся воздушных каналах вследствие искусственной турбулентности потока не изменяется.

В высотных условиях особенно резко ухудшаются условия теплоотдачи неподвижных частей машины. Последнее приводит к тому, что меняется расположение наиболее горячих мест в машине по сравнению с наземными условиями работы.

Многочисленные опыты показывают, что температура обмоток возбуждения машин постоянного тока и особенно обмоток дополнительных полюсов возрастает в большей мере, чем обмотки якоря и коллектора.

Таким образом, *при проектировании авиационных электрических машин необходимо принимать особые меры для создания условий искусственной турбулентности воздушного потока в неподвижных частях машины или снижать их тепловую нагрузку.*

Для авиационных машин можно принять приближенное выражение коэффициента теплоотдачи в виде

$$\alpha \approx \alpha_0 (1 + \xi \sqrt{v}) \left(\frac{p}{760}\right)^{0,8}. \qquad (1.75)$$

Системы охлаждения авиационных электрических машин

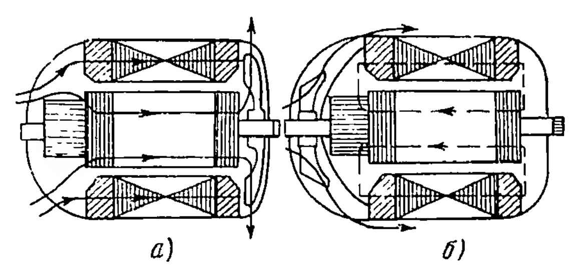
Повышение скорости и высоты полета современных летательных аппаратов требует особого внимания к исследованию систем охлаждения электрических машин.

При оценке их необходимо учитывать: а) вес и габариты системы; б) легкость монтажа и технического обслуживания; в) надежность и простоту; г) зависимость системы от высоты и скорости полета; д) влияние на летательный аппарат в отношении расхода горючего, снижения грузоподъемности и тяги.

Применяются следующие основные системы воздушного охлаждения авиационных электрических машин:

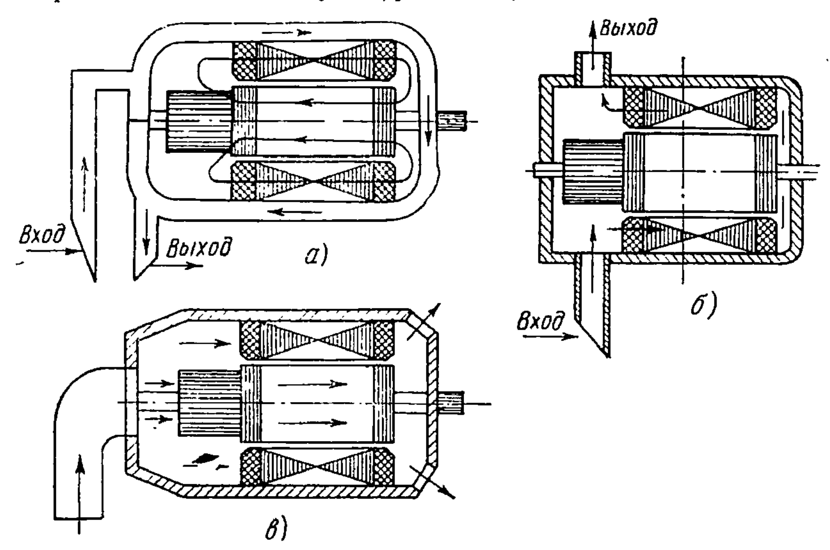
естественное охлаждение — закрытые или защищенные необдуваемые электрические машины;

самоохлаждение — электрические машины с вентилятором на валу (фиг. 1.22);



Фиг. 1.22. Схемы самоохлаждения.
а—внутренняя аксиальная, б—внешняя аксиальная.

принудительное, независимое или постороннее охлаждение — электрические машины с продувом от динамического напора встречного потока воздуха (фиг. 1.23).



Фиг. 1.23. Принудительные системы охлаждения.
а—наружный аксиальный продув, б—внутренний аксиально-радиальный продув, в—внутренний аксиальный продув.

Во всех системах охлаждения авиационных электрических машин значительный интерес представляют их высотные и скоростные характеристики охлаждения.

Высотной и скоростной характеристикой охлаждения электрической машины обычно называют относительное значение температу-

ры обмоток в зависимости от высоты и скорости полета при номинальном режиме работы, т. е.

$$\overset{*}{t}_H = \frac{t_H}{t_0} = f\,(H \text{ и } v)$$

при номинальном значении мощности, скорости вращения, напряжения и коэффициента мощности. Под высотной и скоростной характеристикой охлаждения можно также понимать зависимость

$$\overset{*}{P}_H = \frac{P_H}{P_0} = \varphi\,(H \text{ и } v)$$

при неизменной температуре обмоток, напряжении, скорости вращения и $\cos\varphi$. (P — номинальная мощность.)

Ниже рассматриваются перечисленные системы охлаждения авиационных электрических машин.

Естественное охлаждение осуществляется теплоотдачей с поверхности машины *теплоизлучением* и *свободной конвекцией.* Теплоотдача теплопроводностью через места соприкосновения электрической машины с окружающими предметами, имеющая иногда значительную величину, не поддается учету и здесь не рассматривается.

Теплоотдача теплоизлучением с единицы поверхности может быть определена по уравнению

$$A_{и} = 5{,}7\varepsilon \left[\left(\frac{T_к}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_в}{100}\right)^4\right] \; вт/м^2, \tag{1.76}$$

где $T_к = 273 + t_к$, °К и $t_к$, °С — температура корпуса;
$T_в = 273 + t_в$, °К и $t_в$, °С — температура окружающей среды;

ε — коэффициент, характеризующий состояние поверхности охлаждения, для электрических машин, равный $\varepsilon = 0{,}85 \div 0{,}92$.

Если предположить, что температура окружающего воздуха соответствует СА при адиабатическом торможении, то уравнение (1.76) с учетом изменения температуры воздуха от высоты (по СА) и скорости полета может быть приближенно представлено в виде

$$A_{и} \approx 5{,}4 \left\{\left(2{,}73 + \frac{t_к}{100}\right)^4 - \left[2{,}88 - 0{,}065H + \rho_1\left(\frac{v}{10^3}\right)^2\right]^4\right\} \tag{1.77}$$

— для тропосферы и

$$A_{и} \approx 5{,}4 \left\{\left(2{,}73 + \frac{t_к}{100}\right)^4 - \left[2{,}16 + \rho_1\left(\frac{v}{10^3}\right)^2\right]^4\right\} \tag{1.78}$$

— для стратосферы.

Здесь v — скорость полета в *м/сек*; H — высота полета в *км*.

Теплоотдача свободной конвекцией с единицы поверхности может быть определена уравнением

$$A_к \approx 3{,}4\vartheta_к^{5/4} \sqrt{\frac{p}{\sqrt{D_н}}} \; вт/м^2, \tag{1.79}$$

где $\vartheta_к = T_к - T_в = t_к - t_в$ — превышение температуры корпуса;
p — абсолютное давление воздуха в *кг/см²*;
$D_н$ — наружный диаметр машины в *см*.

Если принять, что температура окружающего воздуха соответствует СА при адиабатическом торможении, то превышение температуры корпуса с учетом высоты и скорости полета будет

$$\vartheta_к = t_к - 15 + 6{,}5H - \rho_1\left(\frac{v}{100}\right)^2 \quad \text{при } H \leqslant 11 \text{ км}$$

и

$$\vartheta_к = t_к + 56{,}5 - \rho_1\left(\frac{v}{100}\right)^2 \quad \text{при } H > 11 \text{ км}. \qquad (1.80)$$

При максимальной температуре невозмущенного потока воздуха

$$\vartheta_к = t_к - 60 + 8{,}33H - \rho_1\left(\frac{v}{100}\right)^2 \quad \text{при } H \leqslant 12 \text{ км}$$

и

$$\vartheta_к = t_к + 40 - \rho_1\left(\frac{v}{100}\right)^2 \quad \text{при } H > 12 \text{ км}. \qquad (1.81)$$

Относительные значения теплоотдачи излучением и свободной конвекцией на высоте могут быть представлены в виде:

$$\overset{*}{A}_{и\,H} = \frac{A_{и\,H}}{A_{и0}} = \frac{\left(2{,}73 + \frac{t_{к\,H}}{100}\right)^4 - \left[2{,}16 + 4{,}3\left(\frac{v_H}{10^3}\right)^2\right]^4}{\left(2{,}73 + \frac{t_{к0}}{100}\right)^4 - 68{,}8} \qquad (1.82)$$

по СА при $v_0 = 0$ и $H \geqslant 11$ *км*

$$\overset{*}{A}_{кH} = \frac{A_{к\,H}}{A_{к0}} = (\overset{*}{\vartheta}_{к\,H})^{5/4}\,(\overset{*}{p}_H)^{1/2}, \qquad (1.83)$$

где $\overset{*}{p}_H = p_H/p_0$ — по (1.3) или табл. 1.1;

$$\overset{*}{\vartheta}_{к\,H} = \frac{\vartheta_{к\,H}}{\vartheta_{к0}}.$$

Индекс «H» относится к высотным, а индекс «0» — к наземным условиям.

При $\vartheta_к = 0$ теплоотдача теплоизлучением и свободной конвекцией равна нулю. Это имеет место при скоростях полета:

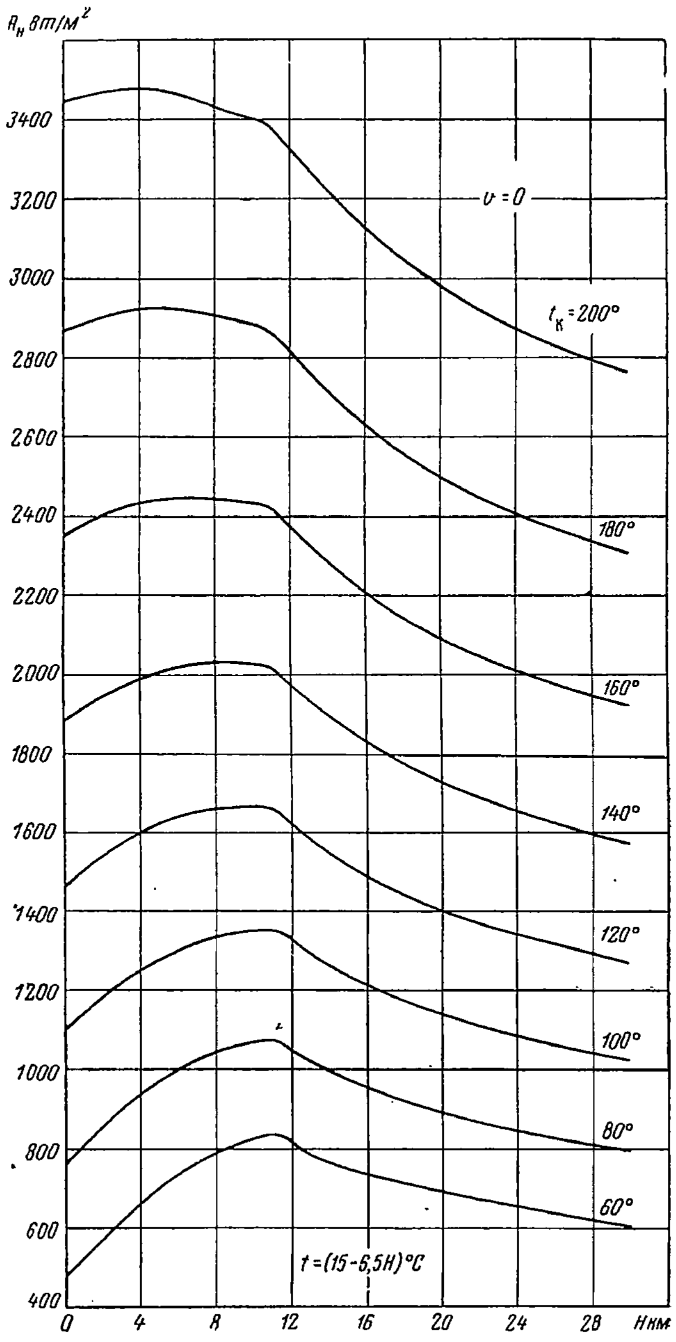
$$v = 48{,}5\sqrt{t_к + 65H - 15} \text{ м/сек} \quad \text{при } H \leqslant 11 \text{ км}$$

и

$$v = 48{,}5\sqrt{t_к + 56{,}5} \text{ м/сек} \quad \text{при } H > 11 \text{ км}. \qquad (1.84)$$

На фиг. 1.24 приведены зависимости

$$A_H = A_и + A_к = f(H) \quad \text{при} \quad t_к = 60 \div 200° \quad \text{и} \quad v = 0.$$



Фиг. 1.24. Теплоотдача излучением и естественной конвекцией в зависимости от высоты H и температуры корпуса $t_к$ (без учета адиабатического сжатия).

Приведенные данные позволяют сделать некоторые выводы, а именно:

1) В пределах тропосферы теплоотдача теплоизлучением и свободной конвекцией возрастает, а в пределах стратосферы теплоотдача теплоизлучением сохраняет постоянное значение, тогда как свободной конвекцией — падает с увеличением высоты и практически исчезает на высоте 20 *км*; но так как относительное значение теплоотдачи свободной конвекцией невелико, то *суммарная теплоотдача, определяемая теплоизлучением, практически не зависит от высоты полета.*

2) Относительное значение теплоотдачи возрастает в пределах тропосферы с увеличением высоты тем сильнее, чем ниже температура корпуса. Если исходить из равенства теплоотдачи на уровне моря и на высоте, то чем ниже температура корпуса, тем выше допустимая высота полета; так, при $t_к = 100°$ она равна 27 *км*, а при $t_к = 120°$ — только 20 *км*.

3) При повышении скорости полета теплоотдача теплоизлучением и свободной конвекцией резко снижается. При скоростях полета более 400 *м/сек* системы естественного охлаждения неприменимы.

4) Эффективность естественного охлаждения мала; удельная теплоотдача составляет всего 6—15 *вт/град м²* и естественное охлаждение можно рекомендовать для авиационных электрических машин мощностью менее 100 *вт* и для кратковременных режимов работы при высотных, но не скоростных полетах.

Высотная характеристика охлаждения. Тепловые потери ΣP, которые могут быть отведены с поверхности F электрической машины естественным охлаждением, определяются из условия теплового баланса при установившемся режиме, т. е.

$$\sum P = F\text{A} = \vartheta_к \Lambda = F\vartheta_к \alpha \ \ вт, \qquad (1.85)$$

где $\vartheta_к = t_к - t_в$ — превышение температуры корпуса;

$\text{A} = \text{A}_и + \text{A}_к = \alpha\vartheta_к$ — теплоотдача с единицы поверхности или удельные тепловые потоки излучения и конвекции в *вт/м²*;

$\Lambda = \Lambda_и + \Lambda_к$ — теплоотдача с поверхности в *вт/град*;

$\alpha = \alpha_и + \alpha_к$ — удельная теплоотдача с поверхности *вт/м² град.*

Так как $\text{A}_и(\Lambda_и, \alpha_и)$ и $\text{A}_к(\Lambda_к, \alpha_к)$ зависят от состояния охлаждающей среды, т. е. ее температуры t, теплопроводности $\lambda_в$, теплоемкости c, влажности и т. д., то количество тепловых потерь ΣP, отводимых при естественном охлаждении, зависит от высоты и скорости полета.

Количество тепловых потерь, отводимых с поверхности машины в наземных условиях и на высоте, будет отличаться друг от друга в отношении теплоотдачи с единицы поверхности, т. е.

$$\sum \overset{*}{P}_H = \frac{\sum P_H}{\sum P_0} = \frac{A_{\text{н}H} + A_{\text{к}H}}{A_{\text{н}0} + A_{\text{к}0}} = \frac{A_H}{A_0} = \overset{*}{A}_H. \qquad (1.86)$$

Если температура окружающего воздуха возросла, то теплоотдача во внешнее пространство уменьшится и, следовательно, для сохранения температуры корпуса и обмоток на прежнем уровне необходимо соответственно снижать потери, выделяемые в машине.

Если температуры корпуса и обмоток в наземных условиях и на высоте одинаковы, то соотношение отдельных видов потерь $P_{\text{п}}$, P_1 и P_2 остается почти без изменения.[1] Для этого случая зависимость между током нагрузки на высоте и отводимыми потерями, т. е. по существу выражение для высотной характеристики естественного охлаждения, можно определить, пользуясь (1.60) и (1.86), откуда

$$\sum P_H = \overset{*}{A}_H \sum P_0, \quad 1 + a_1 \overset{*}{I}_H + a_2 \overset{*}{I}{}_H^2 = \overset{*}{A}_H (1 + a_1 + a_2) \qquad (1.87)$$

и

$$\overset{*}{I}{}_H^2 + a_{12} \overset{*}{I}_H + [a_2^{-1} - \overset{*}{A}_H (1 + a_{12} + a_2^{-1})] = 0,$$

где $a_1 = P_1/P_{\text{п}}$; $a_2 = P_2/P_{\text{п}}$, и $a_{12} = a_1/a_2 = P_1/P_2$ — коэффициенты относительных потерь.

Решение квадратного уравнения относительно тока нагрузки $\overset{*}{I}_H$ дает:

$$\overset{*}{I}_H = \frac{I_H}{I_0} = -0{,}5\, a_{12} \pm \sqrt{0{,}25\, a_{12}^2 + \overset{*}{A}_H (1 + a_{12} + a_2^{-1}) - a_2^{-1}}.$$

Величина тока $\overset{*}{I}_H$ всегда больше нуля, следовательно, последнее уравнение

$$\overset{*}{I}_H = \sqrt{0{,}25 a_{12}^2 + \overset{*}{A}_H (1 + a_{12} + a_2^{-1}) - a_2^{-1}} - 0{,}5 a_{12} \qquad (1.88)$$

где

$$\overset{*}{A}_H = f\,(H \text{ и } v), \quad \text{т. е.} \quad \overset{*}{I}_H = \varphi\,(H \text{ и } v)$$

представляет собой *высотную характеристику электрической машины с естественным охлаждением.*

---

[1] В действительности постоянные потери в высотных условиях несколько снижаются вследствие уменьшения вентиляционных потерь.

Если a_1 мало, то $a_{12} \to 0$ и выражение для тока упрощается:

$$\overset{*}{I}_H \approx \sqrt{\frac{\overset{*}{A}_H(1+a_2)-1}{a_2}} = \sqrt{\frac{\overset{*}{A}_H(P_п+P_2)-P_п}{P_2}}. \qquad (1.89)$$

Относительное значение теплоотдачи $\overset{*}{A}_H$, при которой машина не может развивать мощности, т. е. ее полезная нагрузка равна нулю, определится из условия, что $\overset{*}{I}_H=0$, а именно:

$$\overset{*}{A}_H = \frac{1}{1+a_1+a_2} = \frac{P_п}{P_п+P_1+P_2} \qquad (1.90)$$

или

$$\overset{*}{A}_H \approx \frac{1}{1+a_2} = \frac{P_п}{P_п+P_2}. \qquad (1.91)$$

Физически это означает, что потери, отводимые во внешнее пространство на высоте H, равны постоянным потерям, т. е. потерям холостого хода, и, следовательно, полезную мощность машина развивать не может.

Таким образом, установлена зависимость между относительным током нагрузки $\overset{*}{I}_H$ и относительным значением теплоотдачи излучением и свободной конвекцией $(\overset{*}{A}_H=\Sigma\overset{*}{P}_H)$. Зная коэффициенты относительных потерь a_1 и a_2, можно определить изменение нагрузки машины в зависимости от высоты и скорости полета, если сохранять постоянство температуры обмоток.

Охлаждение принудительной конвекцией — самоохлаждение или продув — и их эффективность определяются весовым количеством охлаждающего газа, проходящим через машину в единицу времени, и его температурой.

Весовой расход газа при самоохлаждении и продуве может быть определен уравнением

$$G_в = Q\gamma = v_в S\gamma = S\sqrt{2g}\sqrt{h_v}\gamma = S\sqrt{2g}\sqrt{\frac{\Delta h}{R_м}}\gamma \quad кг/час, \qquad (1.92)$$

где $v_в$ и γ — скорость в *м/сек* и удельный вес в *кг/м*^{3} охлаждающего газа;

$$h_v = \frac{\gamma}{2g} v_в^2 \qquad (1.93)$$

— скоростной напор газа на входе в машину в *мм* вод. ст.;

$$\Delta h = R_м h_v = \frac{R_м}{2g}\gamma v_в^2 \qquad (1.94)$$

— перепад давления в машине;

$$R_м = \frac{\Delta h}{h_v} = 2g\frac{\Delta h}{\gamma v_в^2} \qquad (1.95)$$

— аэродинамическое сопротивление машины, численная величина которого определяется формой и размерами воздухопровода;

S — площадь поперечного сечения входного отверстия в машину;

Q — объем газа в *м³/сек*;

$g=9{,}81$ *м/сек²* — коэффициент земного ускорения.

Относительное изменение весового расхода воздуха в зависимости от высоты полета может быть найдено из выражения

$$\overset{*}{G}_H=\overset{*}{v}_H\overset{*}{\gamma}_H=\sqrt{\overset{*}{h}_{vH}\overset{*}{\gamma}_H}=\sqrt{\Delta\overset{*}{h}_H\overset{*}{\gamma}_H}, \qquad (1.96)$$

где относительные значения

$$\overset{*}{G}_H=\frac{G_H}{G_0}, \quad \overset{*}{v}_H=\frac{v_H}{v_0}, \quad h_{vH}=\frac{h_{vH}}{h_{v0}} \text{ и } \Delta\overset{*}{h}_H=\frac{\Delta h_H}{\Delta h_0}.$$

Индекс «H» соответствует работе на высоте H, а индекс «0» — работе на уровне моря.

Самоохлаждение, как было сказано ранее, осуществляется при помощи вентилятора, насаженного на вал электрической машины. Такая система охлаждения применяется в авиационных генераторах мощностью до 1÷1,5 *квт*, а также в авиационных электрических двигателях и преобразователях практически во всем диапазоне мощностей (фиг. 1.25).

Основной недостаток всех систем самоохлаждения состоит в том, что эффективность охлаждения резко снижается с увеличением высоты и скорости полета. Значительным недостатком системы самоохлаждения является также и то, что в машину может поступать подогретый воздух, температура которого почти не зависит от высоты полета. Кроме того, этот воздух может содержать пары масла и топлива.

Найдем зависимость величины полезной мощности от высоты и скорости полета, т. е. определим высотную характеристику машины при самоохлаждении.

При самоохлаждении объемное количество газа, проходящее через электрическую машину, не зависит от высоты и скорости полета, следовательно. и скорость воздуха остается неизменной, т. е.

$$v_H=v_0 \text{ и } \overset{*}{v}_H=1.$$

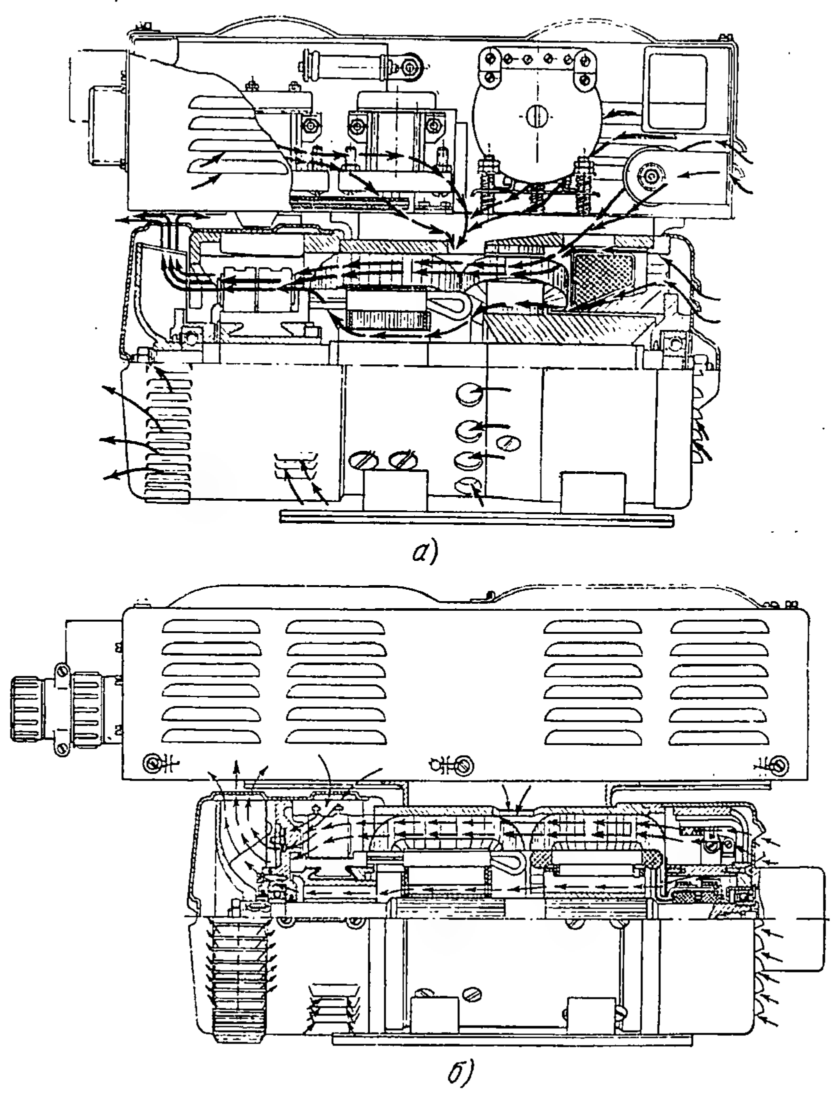
В этом случае из (1.96) следует, что относительный весовой расход охлаждающего газа прямо пропорционален относительному значению удельного веса газа, т. е. при $\overset{*}{v}_H=1$

$$\left.\begin{aligned} &\overset{*}{G}_H=\overset{*}{v}_H\overset{*}{\gamma}_H=\overset{*}{\gamma}_H\approx\frac{20-H}{20+H} \quad (\text{при } H\leqslant 11 \text{ км}) \\ \text{и} \\ &\overset{*}{G}_H=\overset{*}{\gamma}_H\approx 0{,}3e^{-0{,}16\,(H-11)} \quad (\text{при } H>11 \text{ км}). \end{aligned}\right\} \qquad (1.97)$$

Давление воздуха, создаваемое вентилятором на валу электрической машины, пропорционально квадрату скорости вращения и удельному весу воздуха, т. е.

$$h_{\text{в}\,H} = k_{\text{в}} \left(\frac{n}{1000} \right)^2 \gamma_H^*, \qquad (1.98)$$

где $k_{\text{в}}$ — постоянная величина, соответствующая давлению воздуха на уровне моря ($\gamma_0 = 1{,}225$ *кг/м³* и $t = 15°$ C) при скорости вращения $n = 1000$ об/мин.



Фиг. 1.25. Схемы самоохлаждения преобразователей.

а—преобразователь МА-2500, *б*—преобразователь ПО-1500.

Относительное значение давления воздуха в зависимости от высоты полета и изменения скорости вращения вентилятора можно представить уравнением

$$\overset{*}{h}_{\text{в}\,H}=\frac{h_{\text{в}\,H}}{h_{\text{в}0}}=\overset{*}{n}{}_H^2\overset{*}{\gamma}_H, \qquad (1.99)$$

где

$$\overset{*}{n}_H=\frac{n_H}{n_0}.$$

При постоянной скорости вращения давление воздуха на входе в машину пропорционально его удельному весу. Учитывая относительное значение удельного веса воздуха по СА, получают

$$\overset{*}{h}_{\text{в}\,H}\approx\overset{*}{n}{}_H^2\,\frac{20-H}{20+H}$$

и

$$\overset{*}{h}_{\text{в}\,H}\approx 0{,}3\,\overset{*}{n}{}_H^2\,e^{-0{,}16\,(H-11)} \qquad (1.100)$$

соответственно для тропосферы и стратосферы.

Тепловые потери. Как известно, потери, отводимые охлаждающим газом, равны

$$\sum P=Qc\vartheta_{\text{в}} \quad [\mathit{квт}]. \qquad (1.101)$$

Учитывая, что объемная теплоемкость $c=c_p\gamma$, выраженная в *квт сек/*° С, численно равна для воздуха его удельному весу, получают

$$\sum P=Q\gamma\vartheta_{\text{в}}=G_{\text{в}}\vartheta_{\text{в}}. \qquad (1.102)$$

Количество воздуха, которое обеспечивает центробежный вентилятор, пропорционально скорости вращения, т. е.

$$\sum P\equiv\gamma n\vartheta_{\text{в}}, \qquad (1.103)$$

где $\vartheta_{\text{в}}=t_{\text{в.г}}-t_{\text{в.х}}$ — превышение температуры охлаждающего газа.

В первом приближении можно считать, что потери, поглощаемые охлаждающим воздухом, пропорциональны превышению температуры обмотки $\vartheta_{\text{м}}$, т. е. согласно (1. 102)

$$\sum P\approx G_{\text{в}}\vartheta_{\text{м}};$$

где

$$\vartheta_{\text{м}}=t_{\text{м}}-t_{\text{в.х}};$$

$$t_{\text{м}} \text{ и } t_{\text{в.х}}$$

— соответственно температура обмотки и воздуха на входе в машину.

Таким образом, *тепловые потери, отводимые охлаждающим воздухом, пропорциональны превышению температуры частей машины над температурой входящего воздуха, удельному весу воздуха и скорости вращения вентилятора.*

Относительное значение тепловых потерь, отводимых охлаждающим воздухом, в зависимости от высоты и скорости полета можно представить выражением

$$\sum \overset{*}{P}_H = \overset{*}{\gamma}_H \overset{*}{n}_H \overset{*}{\vartheta}_{\text{м}\,H}, \tag{1.104}$$

где для тропосферы относительные значения превышения температуры выразятся уравнениями

$$\overset{*}{\vartheta}_{\text{м}.\,H} = \frac{t_{\text{м}\,H} - 15 - \rho_1\left(\frac{v_H}{100}\right)^2 + 6{,}5H}{t_{\text{м}0} - 15 - \rho_1\left(\frac{v_0}{100}\right)^2}$$

(при t по СА) и (1.105)

$$\overset{*}{\vartheta}_{\text{м}\,H} = \frac{t_{\text{м}\,H} - 60 - \rho_1\left(\frac{v_H}{100}\right)^2 + 8{,}33H}{t_{\text{м}0} - 60 - \rho_1\left(\frac{v_0}{100}\right)^2}$$

(при t по максимуму), где $t_{\text{м}\,H}$ и $t_{\text{м}0}$—температуры обмотки.

Формула (1.104) дает заниженное значение относительных потерь, так как она не учитывает естественную теплоотдачу теплоизлучением, свободной конвекцией и теплопроводностью. Эксперименты показывают, что относительные потери пропорциональны $(\gamma_H)^{0,9}$, т. е. можно приближенно принимать, что при самоохлаждении

$$\sum \overset{*}{P}_H \approx \overset{*}{\gamma}{}_H^{0,9} \overset{*}{n}_H \overset{*}{\vartheta}_{\text{м}\,H}. \tag{1.106}$$

Представляет интерес определение относительного значения превышения температуры при неизменном значении относительных потерь, отводимых охлаждающим воздухом.

В этом случае $\sum \overset{*}{P}_H = 1$ и

$$\overset{*}{\vartheta}_{\text{м}\,H} \approx \frac{\overset{*}{n}_H}{(\overset{*}{\gamma}_H)^{0,9}}. \tag{1.107}$$

Если принять температуру обмоток $t_{\text{м}0} = t_{\text{м}H} = t_{\text{м}}$ и скорость в наземных условиях $v_0 = 0$, то вместо (1.105) будет

$$\overset{*}{\vartheta}_{\text{м}\,H} = 1 + \frac{8{,}33H - \rho_1\left(\frac{v_H}{100}\right)^2}{t_{\text{м}} - 60}. \tag{1.108}$$

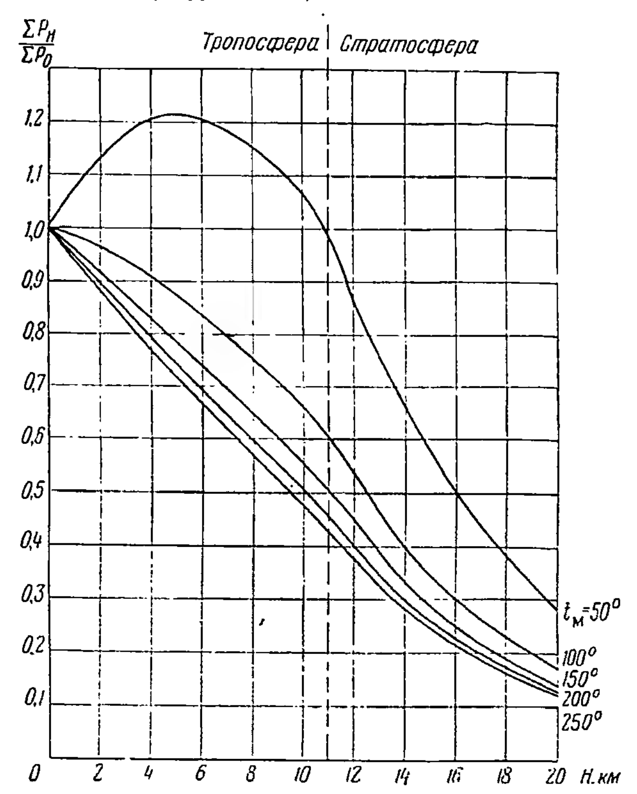
Для стратосферы в (1.105) и (1.108) значение 8,33 H заменяется постоянной величиной, равной 100. Учитывая изложенное, с учетом (1.106) получим выражение для относительного значения потерь, отводимых охлаждающим воздухом, в тропосфере

$$\sum \overset{*}{P}_H \approx \left(\frac{20-H}{20+H}\right)^{0,9} \left[1+\frac{8{,}33H-\rho_1\left(\frac{v_H}{100}\right)^2}{\vartheta_м}\right] \overset{*}{n}_H \qquad (1.109)$$

и в стратосфере

$$\sum \overset{*}{P}_H \approx 0{,}3e^{0,142} \left[1+\frac{100-\rho_1\left(\frac{v_H}{100}\right)^2}{\vartheta_м}\right] \overset{*}{n}_H \qquad (1.109а)$$

(при максимальной температуре по СА).

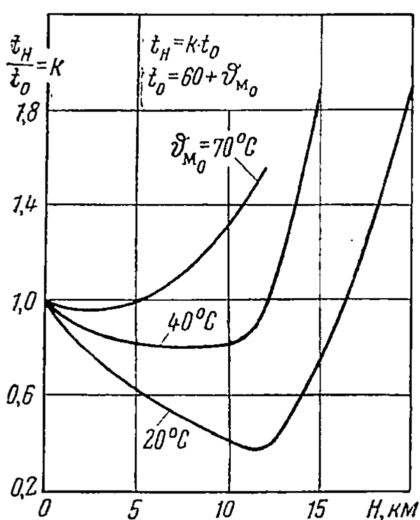


Фиг. 1.26. Относительное значение потерь, отводимых при самоохлаждении, в зависимости от высоты.

На фиг. 1.26 приведены зависимости $\Sigma \overset{*}{P}_H = f(H)$ для различных значений температуры обмоток $t_м$ или превышения их температуры по СА на уровне моря $\vartheta_м = t_м - 15$ без учета повышения температуры от адиабатического сжатия.

Уравнения (1.106) и (1.109), а также кривые фиг. 1.26, построенные по этим уравнениям, дают относительное значение потерь в электрической машине, отводимых охлаждающим воздухом при условиях сохранения постоянства температуры обмоток с изменением высоты и скорости полета.

Если $v_H \neq v_0$ или $t_м \neq \text{const}$, то необходимо использовать значение $\overset{*}{\vartheta}_{мH}$ из (1.105) и (1.106).



Фиг. 1.27. Высотная характеристика самоохлаждения авиационного электродвигателя постоянного тока $t_H/t_0 = f(H)$ при неизменной мощности и различных превышениях температуры обмоток в наземных условиях $\vartheta_{м0} = 20$; 40 и 70° С.

Между потерями в электрической машине, номинальной мощностью $P_{ном}$ и коэффициентом полезного действия существует зависимость

$$\frac{\sum P_H}{P_0} = \frac{P_{ном\,H}}{P_{ном_0}} \frac{\eta_0}{\eta_H} \frac{1-\eta_H}{1-\eta_0}, \tag{1.110}$$

где $P_{ном\,H}$ и $P_{ном_0}$ — номинальная мощность соответственно на высоте и на уровне моря.

Если принять, что к. п. д. электрической машины при номинальной мощности и $t_{м0} = t_{мH}$ практически не зависит от высоты и скорости полета, т. е. что сумма выделяемых потерь неизменна, то

$$\eta_0 = \eta_H$$

и

$$\sum \overset{*}{P}_H = \frac{P_{ном\,H}}{P_{ном0}} = \overset{*}{P}_{ном\,H}.$$

Следовательно, выражение (1.106) является высотной и скоростной характеристикой электрической машины при самоохлаждении для номинальной нагрузки.

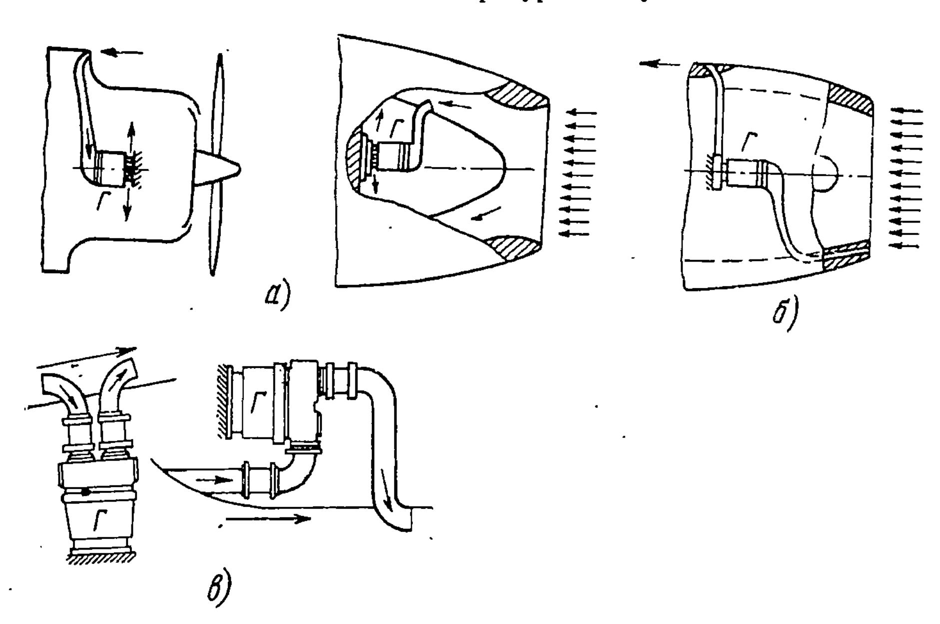
На фиг. 1.27 приведены высотные характеристики авиационных двигателей с самоохлаждением при различных значениях температуры обмоток.

Из вышеизложенного можно сделать следующие выводы:

1) При малых скоростях полета ($v<200$ *м/сек*) и постоянной скорости вращения вентилятора температура машины при подъеме на высоту сначала падает, достигая минимального значения при определенной высоте полета, и затем резко возрастает, достигая номинального значения при определенной высоте. *Чем выше температура машины (обмоток, стали) в наземных условиях, тем меньшей высотностью обладает машина.* Последнее объясняется тем, что относительное влияние снижения температуры в тропосфере тем меньше, чем выше номинальная температура машины.

2) *Эффективность системы самоохлаждения с увеличением высоты полета резко падает вследствие снижения весового расхода воздуха,* особенно в стратосфере, где температура постоянна, а плотность воздуха продолжает убывать.

3) *При высотных и скоростных* ($v > 300$ *м/сек*) *полетах система самоохлаждения при длительной работе машины неприменима,* так как эффективность охлаждения снижается в результате снижения плотности и повышения температуры воздуха.



Фиг. 1.28. Расположение генератора и способы присоединения воздухопровода.

а—отвод воздуха в подкапотное пространство, *б*—отвод воздуха за капот авиадвигателя, *в*—присоединение воздухопровода (Г—генератор).

Принудительное охлаждение осуществляется встречным потоком воздуха, который поступает в генератор под действием динамического напора, и применяется для генераторов мощностью более 1,0—1,5 *квт*.

На фиг. 1.28 показаны различные способы присоединения воздухопровода и расположения генератора; на фиг. 1.29 изображена система продува генератора мощностью 18 *квт*.

При продуве можно различать два возможных режима охлаждения.

1) Скоростной напор на входе воздуха в машину остается практически постоянным при всех режимах полета.

Это может иметь место, когда скорость полета возрастает с увеличением высоты полета. В этом случае (при $h_{vH} \approx h_{v0}$) приближенно

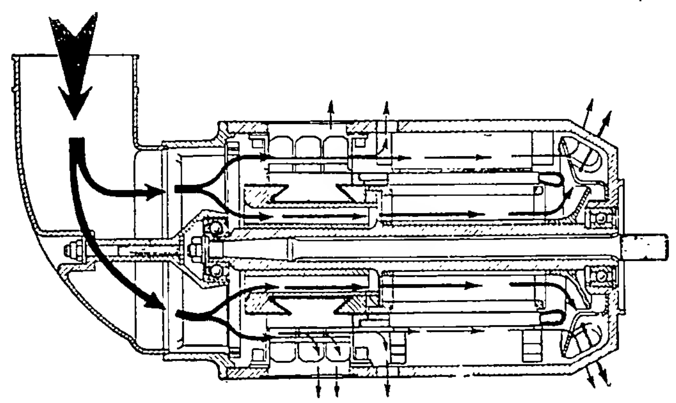
справедливо равенство для относительного значения скоростного напора на входе в машину

$$\overset{*}{h}_{vH}=\frac{h_{vH}}{h_{v0}}=\frac{\frac{\gamma_H v_H^2}{2g}}{\frac{\gamma_0 v_0^2}{2g}}=\overset{*}{\gamma}_H \overset{*}{v}{}_H^2=1,$$

откуда

$$\overset{*}{v}_H=\overset{*}{\gamma}{}_H^{-\frac{1}{2}}, \qquad (1.111)$$

т. е. *относительное значение скорости воздуха* $\overset{*}{v}_H$, *входящего в машину, в зависимости от высоты полета увеличивается обратно про-*



Фиг. 1.29. Схема продува авиационного генератора постоянного тока.

порционально относительному значению его плотности в степени $^1/_2$.

Относительное значение весового расхода воздуха согласно (1.111) равно квадратному корню из относительного значения удельного веса воздуха, так как

$$\overset{*}{G}_H=\overset{*}{\gamma}_H\overset{*}{v}_H=\frac{\overset{*}{\gamma}_H}{\sqrt{\overset{*}{\gamma}_H}}=\sqrt{\overset{*}{\gamma}_H}\approx\sqrt{\frac{20-H}{20+H}} \quad (\text{при } H\leqslant 11 \text{ км})$$

и

$$\overset{*}{G}_H=\sqrt{\overset{*}{\gamma}_H}\approx 0{,}545e^{-0{,}08\,(H-11)} \quad (\text{при } H>11 \text{ км}). \qquad (1.112)$$

2) Скорость полета с изменением высоты полета остается практически неизменной.

В этом случае скорость воздуха в охлаждающей системе остается постоянной, $\overset{*}{v}_H=1$, и *относительное значение скоростного напора*

будет снижаться с увеличением высоты в соответствии со значением относительного удельного веса воздуха, т. е.

$$\overset{*}{h}_{vH}=\overset{*}{\gamma}_H\overset{*}{v}{}^2_H=\overset{*}{\gamma}_H. \tag{1.113}$$

Относительное значение весового расхода воздуха, как и при самоохлаждении, равно относительному значению удельного веса:

$$\overset{*}{G}_H=\overset{*}{\gamma}_H=\overset{*}{h}_{vH}\approx\frac{20-H}{20+H} \tag{1.114}$$

или

$$0{,}3e^{-0{,}16\,(H-11)}.$$

Таким образом, при постоянном скоростном напоре на входе воздуха в генератор уменьшение удельного веса воздуха с увеличением высоты в какой-то степени компенсируется повышением скорости воздуха. Если же скорость полета не зависит от высоты полета, то снижение плотности воздуха с увеличением высоты полета не компенсируется повышением скорости полета, и эффективность системы охлаждения продувом оказывается такой же, как и при самоохлаждении.

Тепловые потери, отводимые охлаждающей средой, примерно пропорциональны весовому расходу охлаждающей среды и превышению температуры электрической машины

$$\Sigma P\approx G_в\vartheta_м, \tag{1.115}$$

где $\vartheta_м=t_м-t_{в.х}$ — превышение температуры обмоток над температурой входящего воздуха. Относительное значение тепловых потерь, отводимых охлаждающим воздухом, в зависимости от высоты и скорости полета будет

$$\sum\overset{*}{P}_H=\overset{*}{G}_H\overset{*}{\vartheta}_{м\,H}. \tag{1.116}$$

Учитывая значение $\overset{*}{G}_H$ из (1.96), можно получить

$$\sum\overset{*}{P}_H=\overset{*}{\vartheta}_{м\,H}\overset{*}{\gamma}_H\overset{*}{v}_H=\overset{*}{\vartheta}_{м\,H}\sqrt{\overset{*}{h}_{vH}\overset{*}{\gamma}_H}=\overset{*}{\vartheta}_{м\,H}\sqrt{\Delta\overset{*}{h}_H\overset{*}{\gamma}_H}. \tag{1.117}$$

При $\overset{*}{h}_{vH}=1$ выражение (1.117) будет

$$\sum\overset{*}{P}_H=\overset{*}{\vartheta}_{м\,H}\sqrt{\overset{*}{\gamma}_H}. \tag{1.118}$$

Подставив в (1.118) значение $\overset{*}{\gamma}_H$ из (1.112), получают относительные тепловые потери при $t_{\text{м}\,H} = t_{\text{м}0} = t_{\text{м}}$ и $v_0 = 0$, а именно:

$$\left.\begin{aligned}\sum \overset{*}{P}_H &\approx \sqrt{\frac{20-H}{20+H}}\left[1+\frac{8{,}33H - \rho_1\left(\frac{v_H}{100}\right)^2}{\vartheta_{\text{м}}}\right] \quad (\text{при } H < 12 \text{ км}),\\ \sum \overset{*}{P}_H &\approx 0{,}545e^{-0{,}08(H-11)}\left[1+\frac{100 - \rho_1\left(\frac{v_H}{100}\right)^2}{\vartheta_{\text{м}}}\right] \quad (\text{при } H > 12 \text{ км}),\end{aligned}\right\} \quad (1.119)$$

где $\vartheta_{\text{м}} = t_{\text{м}} - 60°$ С.

Если расчет проводить по температуре, соответствующей СА, то уменьшаемые 8,33 H и 100 необходимо соответственно заменить на 6,5 H и 71,5.

С учетом (1.88) и (1.116) получают характер изменения относительного значения тока нагрузки в зависимости от высоты и скорости полета, т. е. высотную и скоростную характеристику охлаждения электрической машины при $t_{\text{м}H} = t_{\text{м}0} = t_{\text{м}}$

$$\overset{*}{I}_H = \sqrt{0{,}25a_{12}^2 + \overset{*}{G}_H \overset{*}{\vartheta}_H (1 + a_{12} + a_2^{-1}) - a_2^{-1}} - 0{,}5\,a_{12}. \quad (1.120)$$

При $a_{12} = (a_1/a_2) \to 0$, т. е. при малом значении потерь, пропорциональных току в первой степени,

$$\overset{*}{I}_H = \sqrt{\overset{*}{G}_H \overset{*}{\vartheta}_H (1 + a_2^{-1}) - a_2^{-1}}. \quad (1.120а)$$

Выражение (1.120) достаточно сложно и требует знания коэффициентов потерь a_1 и a_2.

Потери ΣP не связаны с мощностью машины общей зависимостью, пригодной для всех типов электрических машин; например, для предварительного определения характеристик охлаждения авиационных генераторов постоянного тока можно применить зависимость

$$\sum \overset{*}{P}_H = \overset{*}{I}{}_H^{\alpha},$$

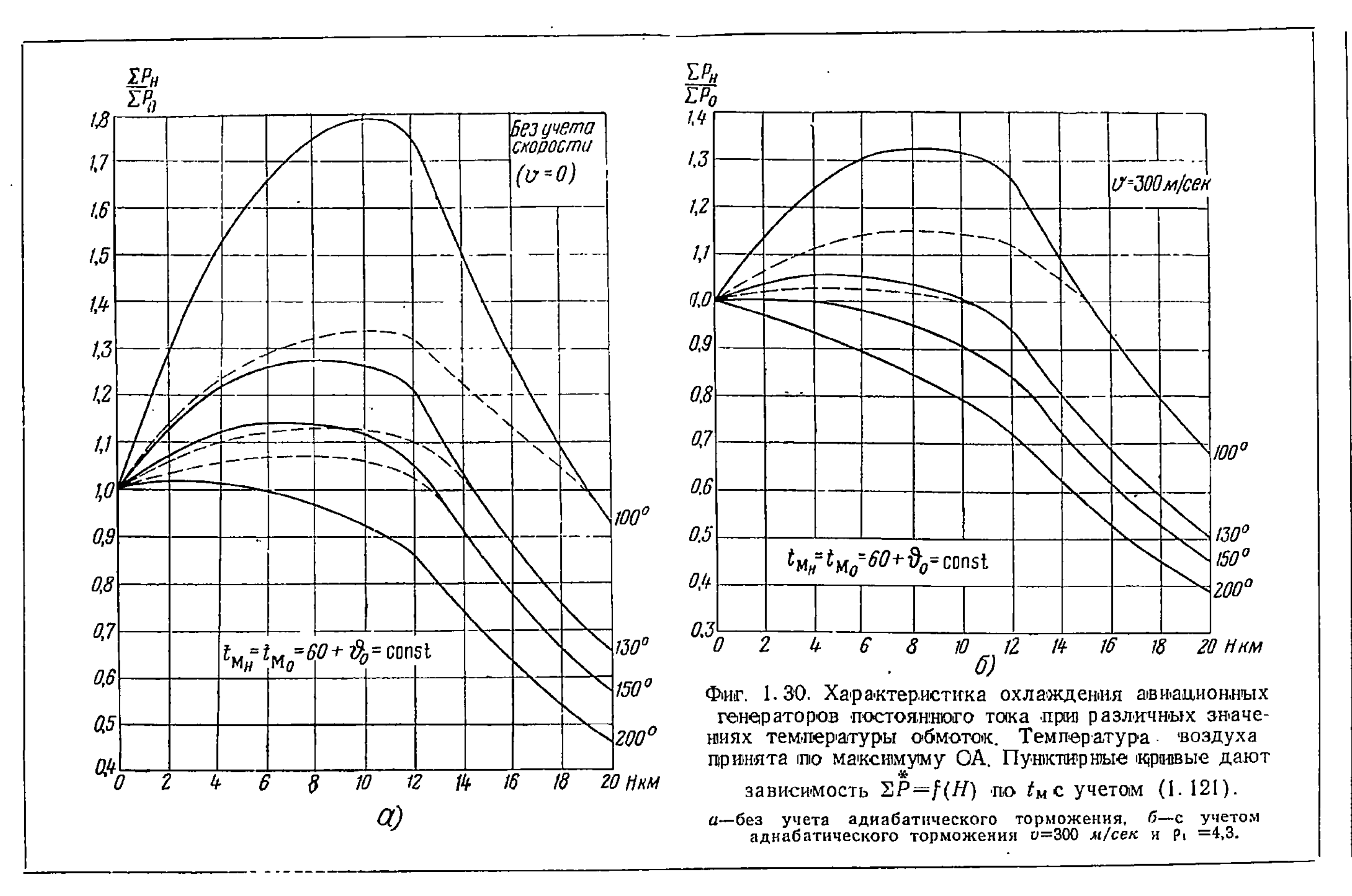
где показатель степени $\alpha = 2$ при $\overset{*}{I}_H > 1$ и $\alpha = 1$ при $\overset{*}{I}_H = 0{,}5 \div 1$.

Учитывая изложенное, высотную и скоростную характеристику охлаждения авиационного генератора можно представить в виде

$$\left.\begin{aligned}\overset{*}{I}_H &= (\overset{*}{\vartheta}_{\text{м}\,H} \overset{*}{G}_H) \quad (\text{при } \overset{*}{I}_H = 0{,}5 \div 1{,}0)\\ &\text{и}\\ \overset{*}{I}_H &= \sqrt{\overset{*}{\vartheta}_{\text{м}H} \overset{*}{G}_H} \quad (\text{при } \overset{*}{I}_H > 1).\end{aligned}\right\} \quad (1.121)$$

В табл. 1.10 приведены для наглядности основные уравнения данного раздела.

На фиг. 1.30, *а* и *б* даны высотные характеристики охлаждения авиационных генераторов при различных значениях температуры обмоток и скорости полета.



Фиг. 1.30. Характеристика охлаждения авиационных генераторов постоянного тока при различных значениях температуры обмоток. Температура воздуха принята по максимуму СА. Пунктирные кривые дают зависимость $\Sigma \overset{*}{P} = f(H)$ по $t_м$ с учетом (1.121).

а—без учета адиабатического торможения, *б*—с учетом адиабатического торможения $v=300$ *м/сек* и $\rho_1=4{,}3$.

Таблица 1.10

Сводная таблица формул по расчету охлаждения

	Самоохлаждение	Продув	
		$\overset{*}{h}_{vH}=1$	$\overset{*}{h}_{vH}\neq \text{const}$
Скорость и объемный расход газа	$v_H=v_0,\ \overset{*}{v}_H=1$ $Q_H=Q_0,\ \overset{*}{Q}_H=1$	$\overset{*}{v}_H=\dfrac{1}{\sqrt{\overset{*}{\gamma}_H}}=\overset{*}{Q}_H$	$v_H=v_0,\ \overset{*}{v}_H=1$ $Q_H=Q_0,\ \overset{*}{Q}_H=1$
Весовой расход газа	$\overset{*}{G}_H=\overset{*}{\gamma}_H$	$G_H=\sqrt{\overset{*}{\gamma}_H}$	$\overset{*}{G}_H=\overset{*}{\gamma}_H$
Давление газа на входе	$\overset{*}{h}_{вH}=\overset{*}{\gamma}_H\overset{*}{n}{}_H^2$	$\overset{*}{h}_{vH}=1$	$\overset{*}{h}_{vH}=\overset{*}{\gamma}_H$
Тепловые потери	$\Sigma\overset{*}{P}_H=\overset{*}{\gamma}{}_H^{0,9}\overset{*}{\vartheta}_H\overset{*}{n}_H$	$\overset{*}{\vartheta}_H\sqrt{\overset{*}{\gamma}_H}$	$\overset{*}{\vartheta}_H\overset{*}{\gamma}_H$
Ток нагрузки при $t_{мH}=t_{м0}$	$\overset{*}{I}_H=\sqrt{0{,}25a_{12}^2+\Sigma\overset{*}{P}_H\left(1+a_{12}+a_2^{-1}\right)-a_2^{-1}}-0{,}5a_{12}$		
при $a_{12}\to 0$	$\overset{*}{I}_H\approx\sqrt{\Sigma\overset{*}{P}_H\left(1+a_2^{-1}\right)-a_2^{-1}}$		

Основные выводы: а) скорость или объемный расход воздуха не зависит от высоты и скорости полета при самоохлаждении и продуве, если динамическое давление на входе в охладительную систему (в том числе и в случае продува) изменяется пропорционально удельному весу воздуха;

б) весовой расход воздуха, определяющий эффективность охлаждения, пропорционален удельному весу воздуха и превышению температуры обмоток над температурой входящего воздуха. Таким образом, весовой расход воздуха зависит от высоты и скорости полета;

в) с увеличением высоты полета снижается весовой расход воздуха и, следовательно, эффективность охлаждения. Снижение температуры воздуха с увеличением высоты в пределах тропосферы повышает эффективность охлаждения;

г) увеличение скорости полета повышает температуру воздуха и, следовательно, снижает эффективность охлаждения;

д) чем выше превышение температуры обмоток в наземных условиях, тем при меньшей высоте и скорости полета обмотки достигнут предельно допустимой температуры, т. е. тем хуже характеристика охлаждения машины.

Полетный к. п. д. Существенным недостатком всех систем продува динамическим напором встречного воздуха является повы-

щение лобового сопротивления летательного аппарата, которое вызывается: искажением аэродинамической формы летательного аппарата из-за установки заборного патрубка; потерей мощности при протекании воздуха через охлаждающую систему генератора.

Ниже определяется потеря мощности вследствие протекания воздуха через каналы охлаждения генератора.

Величина силы внутреннего лобового сопротивления R определяется изменением количества движения воздушной струи, т. е.

$$R=\frac{G_в}{g}(v_1-v_2), \tag{1.122}$$

где $G_в$ — весовой расход воздуха в *кг/сек*;

v_1 — скорость воздуха на входе, которая практически равна скорости полета v в *м/сек*;

v_2 — скорость воздуха на выходе в *м/сек*;

$g=9{,}81$ *м/сек*² — ускорение силы тяжести.

Обычно $v \gg v_2$ и (1. 122) может быть принято равным

$$R\approx\frac{G_в}{g}v \text{ кг}. \tag{1.123}$$

Для преодоления этого сопротивления полету авиадвигатель должен развивать дополнительную силу тяги, т. е. дополнительную мощность, которая может быть найдена по уравнению

$$P_R=Rv\approx\frac{G_в}{g}v^2 \text{ кгм/сек} \tag{1.124}$$

или, учитывая, что $75g=735$ и $1{,}36\cdot 735\approx 1000$, можно получить

$$P_R=\frac{G_в v^2}{735} \text{ л. с.}=10G_в\left(\frac{v}{100}\right)^2 \text{ квт}. \tag{1.125}$$

В случае винтомоторной установки двигатель должен развивать дополнительную мощность, равную

$$P_{R\,в}=\frac{P_R}{\eta_в}=\frac{10}{\eta_в}G_в\left(\frac{v}{100}\right)^2 \text{ квт}, \tag{1.126}$$

где $\eta_в$ — к. п. д. винта самолета, равного для современных винтов 0,75÷0,8.

Весовое количество воздуха, необходимого для охлаждения, равно

$$G_в=Q\gamma=\frac{\sum P}{c_p\vartheta_в}=\frac{\sum P}{\vartheta_в} \text{ кг/сек}, \tag{1.127}$$

где $\sum P$ — сумма потерь в машине, нагревающих воздух, в *квт*;

c_p — удельная теплоемкость воздуха при постоянном давлении, равная 1 *квт сек/град. кг*;

$\vartheta_в=t_{в.г}-t_{в.х}$ — превышение температуры охлаждающего воздуха.

Если принять $\vartheta_в=40°$ C, то $G_в$ выразится как

$$G_в=0{,}025\Sigma P \; кг/сек. \tag{1.128}$$

Учитывая (1.123), (1.125) и (1.127), получают зависимость силы внутреннего сопротивления R от потерь в генераторе, т. е.

$$R=\frac{\sum P}{\vartheta_в}\frac{v}{g} \quad и \quad \frac{R}{\sum P}=\frac{v}{\vartheta_в g} \; кг/квт, \tag{1.129}$$

а также зависимость между дополнительными потерями мощности авиадвигателя и потерями в генераторе при охлаждении его продувом

$$P_{R\,в}=\frac{10\sum P}{\eta_в \vartheta_в}\left(\frac{v}{100}\right)^2 \quad и \quad \frac{P_{R\,в}}{\sum P}=\frac{10}{\eta_в\vartheta_в}\left(\frac{v}{100}\right)^2. \tag{1.130}$$

Итак, *дополнительные потери мощности авиадвигателя, вызванные охлаждением электрической машины, прямо пропорциональны квадрату скорости летательного аппарата и сумме потерь в электрической машине и обратно пропорциональны превышению температуры воздуха в электрической машине.*

На фиг. 1.31 приведены кривые, показывающие потери мощности авиадвигателя (при $\eta_в=1$) на *квт* потерь электрической машины в зависимости от скорости полета и величины $\vartheta_в$.

Сумму потерь и относительное значение потерь электрической машины можно представить в виде

$$\sum P=P_{ном}\frac{1-\eta_г}{\eta_г} \quad и \quad \frac{\sum P}{P_{ном}}=\frac{1-\eta_г}{\eta_г}, \tag{1.131}$$

где $P_{ном}$ — номинальная мощность генератора в *квт*;

$\eta_г$ — коэффициент полезного действия генератора.

С учетом значения ΣP из (1.131)

$$R=\frac{v}{g\vartheta_в}\frac{1-\eta_г}{\eta_г}P_{ном} \; кг$$

и

$$\frac{R}{P_{ном}}=\frac{v}{g\vartheta_в}\cdot\frac{1-\eta_г}{\eta_г} \; кг/квт. \tag{1.132}$$

Расход охлаждающего воздуха при этом равен

$$G_в=\frac{P_{ном}}{\vartheta_в}\frac{1-\eta_г}{\eta_г} \; кг/сек$$

и

$$\frac{G_в}{P_{ном}}=\frac{1}{\vartheta_в}\frac{1-\eta_г}{\eta_г} \; кг/сек\;квт. \tag{1.133}$$

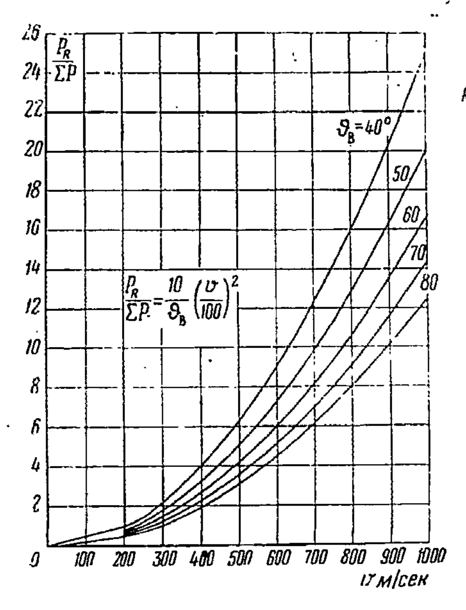
Подставив в уравнение (1.130) значение ΣP из (1.131), получают выражение для относительного значения потерь мощности авиадвигателя в зависимости от скорости полета и к. п. д. генератора (фиг. 1.32):

$$\frac{P_{R\,в}}{P_{ном}}=\frac{10}{\gamma_{iв}\vartheta_в}\left(\frac{v}{100}\right)^2\frac{1-\gamma_{iг}}{\gamma_{iг}}=k_п\left(\frac{v}{100}\right)^2\frac{1-\gamma_{iг}}{\gamma_{iг}}, \qquad (1.134)$$

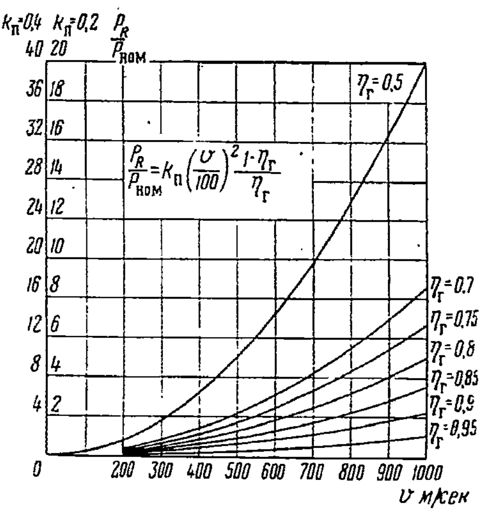
где

$$k_п=\frac{10}{\gamma_{iв}\vartheta_в}.$$

Потери мощности авиадвигателя на охлаждение электрической машины должны быть учтены при определении коэффициента по-



Фиг. 1.31. Относительные потери мощности авиадвигателя на охлаждение электрической машины при различных значениях превышения температуры воздуха.



Фиг. 1.32. Относительные потери мощности авиадвигателя на охлаждение электрической машины в зависимости от скорости полета и к. п. д. генератора.

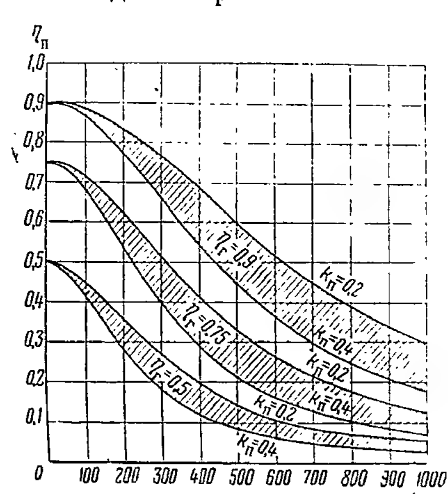
лезного действия. К. п. д. электрической машины с учетом потерь в авиадвигателях на ее охлаждение называют *полетным к. п. д.* машины, а его величина определяется из

$$\eta_п=\frac{P_{ном}}{P_{ном}+\sum P+P_{R\,в}}=\frac{1}{1+\frac{\sum P}{P_{ном}}+\frac{P_{R\,в}}{P_{ном}}}. \qquad (1.135)$$

Учитывая (1.131) и (1.134), после несложных преобразований получаем:

$$\eta_п = \frac{\eta_г}{1 + k_п \left(\frac{v}{100}\right)^2 (1 - \eta_г)}. \tag{1.136}$$

Уравнение (1.136) дает прямую зависимость значения полетного к. п. д. электрической машины от ее к. п. д. и скорости полета самолета. Величина коэффициента $k_п$ изменяется в узких пределах и для данной серии электрических машин и типа авиадвигателя является практически постоянной величиной.



Фиг. 1.33. Полетный к. п. д. в зависимости от скорости и к. п. д. генератора.

$$\eta_п = \frac{\eta_г}{1 + k_п \left(\frac{v}{100}\right)^2 (1 - \eta_г)}.$$

На фиг. 1.33 приведены зависимости $\eta_г = f(v)$ по значению $\eta_г$.

Уравнения (1.135) и (1.136) и кривые фиг. 1.33 представляют значительный интерес, так как они дают возможность непосредственно выявить влияние к. п. д. электрической машины на величину потерь мощности авиадвигателя и определить значение полетного к. п. д. машины. При подъеме на высоту весовое количество воздуха снижается, следовательно, соответственно уменьшаются и потери мощности первичным двигателем.

Р а с х о д т о п л и в а н а п р е о д о л е н и е т о р м о ж е н и я. Для преодоления силы внутреннего лобового сопротивления R от торможения воздушной струи в вентиляционной системе генератора расходуется дополнительная мощность $P_R = Rv$ и, следовательно, дополнительное топливо, вес которого равен

$$G_т = \xi_т P_R t = \xi_т P_R \frac{L}{v} \text{ кг}. \tag{1.137}$$

Здесь $t = L/v$ — продолжительность полета в час.;
L и v — длина пути в *км* и скорость полета в *км/час*;
$\xi_т$ — удельный расход топлива в *кг/квт-час*.

Учитывая значение P_R из (1.134), получают

$$G_т = \xi_т P_{ном} k_п \left(\frac{v}{100}\right)^2 \frac{1 - \eta_г}{\eta_г} t \text{ кг}. \tag{1.138}$$

Обозначив вес генератора через $G_г = g_г P_{ном}$, где $g_г = G_г / P_{ном}$ — относительный вес генератора, можно найти относительный расход топлива на охлаждение генератора

$$\frac{G_т}{G_г} = \frac{\xi_т}{g_г} k_п \left(\frac{v}{100}\right)^2 \frac{1-\eta_г}{\eta_г} t. \qquad (1.139)$$

Расход топлива на охлаждение генератора с учетом (1.136) после несложных преобразований будет иметь следующее выражение:

$$G_т = \xi_т P_{ном} \frac{k_п \left(\frac{v}{100}\right)^2}{1 + k_п \left(\frac{v}{100}\right)^2} \frac{1-\eta_г}{\eta_г} t \ кг \qquad (1.140)$$

и

$$\frac{G_т}{P_{ном}} = \xi_т \frac{k_п \left(\frac{v}{100}\right)^2}{1 + k_п \left(\frac{v}{100}\right)^2} \frac{1-\eta_п}{\eta_п} t \ кг/квт. \qquad (1.140а)$$

При $v > 600$ *м/сек* отношение (1.140а) упрощается, и

$$\frac{G_т}{P_{ном}} \approx \xi_т \frac{1-\eta_п}{\eta_п} t.$$

Уравнения (1.138) и (1.140) показывают, что *величина коэффициента полезного действия генератора или полетный к. п. д. оказывают существенное влияние на дополнительный расход топлива, а следовательно,* на полетный и взлетный вес летательного аппарата. Если повысить к. п. д. генератора, то дополнительный расход топлива уменьшается, однако при этом возрастает вес генератора.

Представляет интерес определение допустимого повышения к. п. д. генератора, исходя из равенства дополнительного веса генератора при повышении его к. п. д. и соответствующего уменьшения дополнительного расхода топлива.

Степень увеличения к. п. д. генератора k_η из условий, что повышение веса генератора компенсируется снижением дополнительного расхода топлива на охлаждение и отбор мощности, можно приближенно определить, пользуясь выражением

$$k_\eta = \frac{\xi_т t}{2 a g_г \eta_{г1}^2} \left[1 + k_п \left(\frac{v}{100}\right)^2\right], \qquad (1.141)$$

которое имеет смысл при таком значении t, когда $k_\eta > 1$.

Здесь коэффициент $a = 3 \div 4$ показывает относительное увеличение веса генератора при повышении к. п. д. $\Delta\eta_г = \eta_{г2} - \eta_{г1} = 0{,}01$ в реальных пределах $(\eta_{г2} > \eta_{г1})$.

Из анализа последних уравнений ясно преимущество авиационных электрических машин переменного тока, имеющих, как пра-

вило, более высокий к. п. д.; целесообразность всемерного повышения к. п. д. авиационных генераторов постоянного тока, охлаждаемых потоком встречного воздуха, иногда даже за счет некоторого повышения их веса, а также необходимость учета назначения летательного аппарата (продолжительность и скорость полета) при выборе степени использования и энергетических показателей электрических машин.

Здесь не учтены изменения веса сопряженных устройств в связи с изменением веса генератора и веса топлива, потери от искажения аэродинамической формы летательного аппарата, вызванных наличием патрубков, и т. д. Однако приведенные соображения дают возможность установить границы рационального применения продува и способов расширения этих границ.

Системы воздушного охлаждения с использованием напора встречного потока воздуха малопригодны для скоростных и высотных летательных аппаратов, и для обеспечения повышения высоты и скорости полета необходимы новые системы охлаждения авиационных электрических машин.

Пути повышения эффективности охлаждения электрических машин

Перечислим некоторые пути повышения эффективности охлаждения электрических машин при скоростных и высотных полетах.

1. Расширение области применения воздушного охлаждения от динамического напора потока встречного воздуха можно осуществить следующими средствами:

а) снижением аэродинамического сопротивления системы охлаждения;

б) повышением термостойкости изоляции, коллектора, щеток, мест паек, смазки, подшипников и т. д.;

в) повышением коэффициента полезного действия путем применения магнитных материалов с повышенной магнитной проницаемостью и пониженными потерями; повышением качества штамповки, сборки и термообработки сердечников, а в некоторых случаях повышением веса машины;

г) снижением необходимого количества охлаждающего воздуха путем увеличения превышения температуры воздуха;

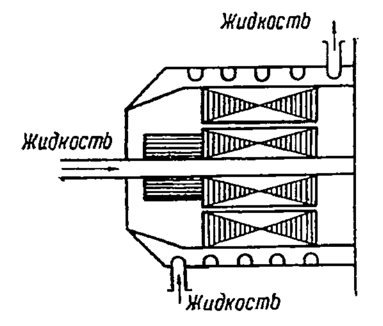
д) снижением температуры охлаждающего воздуха впрыском воды в струю воздуха на входе (кроме того, влажный воздух имеет несколько более высокий коэффициент теплопередачи). Количество воды для охлаждения определяется достижением 100%-ной относительной влажности, и относительный расход воды зависит от температуры входящего воздуха и его количества. Чем выше температура входящего воздуха и больше его количество, тем ниже степень использования охлаждающей способности воды. Таким образом,

мощные машины с относительно большим расходом воздуха на охлаждение при скоростных полетах требуют большего относительного расхода воды на охлаждение. Предварительно можно принимать, что на охлаждение генераторов мощностью 6÷30 *квт* постоянного тока и 15—60 *ква* переменного тока при полетах на высоте порядка 20 *км* при скоростях 650—750 *м/сек* расход воды в час составит 1—2 *кг* на 1 *квт* потерь генератора.

Дозировка расхода воды требует наличия специальной аппаратуры;

е) использованием для охлаждения электрических машин воздуха от компрессора герметической кабины.

Перечисленные мероприятия позволяют расширить область применения воздушного охлаждения, однако они не устраняют органических пороков этой системы (снижение весового расхода охлаждающего воздуха с повышением высоты полета, повышение температуры воздуха и снижение полетного к. п. д., т. е. повышение полетного веса с увеличением скорости полета).



Фиг. 1.34. Схема жидкостного охлаждения электрической машины.

2. Жидкостное охлаждение электрических машин с помощью воды, масла, авиационного топлива и т. д., как известно, эффективнее газового охлаждения.

Весовые количества охлаждающей среды для отвода одного и того же количества потерь относятся между собой при воде, керосине, масле и воздухе как 1 : 1,92 : 2,32 : 4,2. Объемные количества относятся соответственно как 1 : 2,4 : 2,45 : 4200

Таким образом, вода как охлаждающая среда примерно в 2 раза эффективнее керосина и в 4 раза эффективнее воздуха. Охлаждающая жидкость может быть подведена к наружным поверхностям машины (которые должны быть соответственно развиты), введена внутри нее при помощи ребристых труб или других устройств и может подаваться через вал в каналы вращающейся части машины (фиг. 1.34).

При жидкостном охлаждении наибольшие трудности представляет охлаждение вращающейся части машины. В авиационных электрических машинах постоянного и переменного тока с вращающимся якорем, в котором сосредоточено до 80% всех потерь, жидкостное охлаждение затруднено, так как при этом подача через вал охлаждающей жидкости, особенно керосина, крайне сложна.

Для электрических машин переменного тока с неподвижным якорем и в особенности индукторных и магнитоэлектрических генераторов жидкостная система охлаждения перспективна. Для электрических машин кратковременного режима работы возможно приме-

нение воды или масла без специальной аппаратуры регулирования расхода.

Возможный перерасход охлаждающей жидкости может окупиться уменьшением веса аппаратуры управления. Кроме того, необходимо учесть, что при жидкостном охлаждении степень использования электрических машин повышается, мощность машины возрастает на 30% и более.

Существуют комбинированные системы охлаждения, когда во внутреннюю полость машины подается некоторое постоянное весовое количество воздуха, а наружная часть машины омывается жидкостью, имеющей отрицательную температуру (например, аммиак). Машина при этом термически изолирована от внешней среды и обеспечивает надежную работу во всех режимах полета.

3. Охлаждение электрических машин испарением жидкости на их внутренней поверхности. Если испарять на горячей внутренней поверхности электрической машины жидкость, то благодаря большой теплоте парообразования и высокому коэффициенту теплоотдачи создается эффективное охлаждение.

Теплота парообразования воды при атмосферном давлении равна 539 *ккал/кг*, а коэффициент теплоотдачи кипящей воды в сотни раз больше, чем у воздуха. В результате, чтобы снять 1 *квт-час* потерь, необходимо испарить в час на поверхности машины около 1,55 *кг* воды.

Следовательно, для охлаждения генератора постоянного тока мощностью 12 *квт* с к. п. д., равным 75%, т. е. имеющего потери

$$\sum P = P_{ном}\frac{1-\eta_г}{\eta_г} = 12\frac{0,25}{0,75} = 4 \text{ квт},$$

требуется около 6,5 *кг* воды в час, а общий расход воды будет

$$G_в \approx 1,55\, t\, \Sigma P \approx 6,2\, t \text{ кг},$$

где t — продолжительность полета в часах.

Генератор переменного тока мощностью 12 *квт* при $\cos\varphi=0,75$ имеет к. п. д., равный 0,9, и, следовательно, при часовой работе на полную мощность для охлаждения потребуется только 2,1 *кг* воды.

При большой скорости полета дополнительный вес охлаждающей воды меньше, чем дополнительный вес топлива, расходуемый на охлаждение продувом, т. е. полетный вес системы будет меньше, чем при воздушном охлаждении.

При кратковременных полетах имеет смысл обеспечить непрерывную подачу воды в постоянном количестве, соответствующем полной нагрузке генератора, без особой системы регулирования. Излишний расход воды при этом будет иметь меньший вес, чем вес аппаратуры системы регулирования подачи воды. На больших высотах при охлаждении испарением воды температура частей гене-

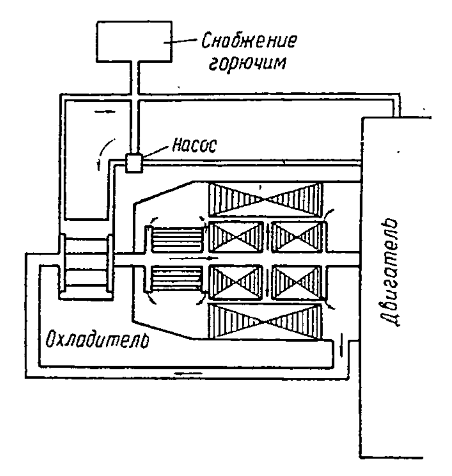
ратора снижается, так как при меньших давлениях воздуха снижается температура кипения, а теплота парообразования возрастает.

При длительных полетах возможна замкнутая герметизированная система охлаждения — циркуляция постоянного объема воды, схема которой показана на фиг. 1.35.

Вода после парообразования охлаждается, конденсируется в специальном устройстве и снова поступает в машину. Во всех случаях необходимо предохранять воду от замерзания или применять смеси с низкой температурой замерзания.

Подача воды в машину возможна через полый вал, через отверстия в станине или в щитах.

Охлаждение испарением воды благоприятно влияет на работу скользящего контакта и повышает срок службы щеток, колец и коллектора. Номинальная мощность машины может быть увеличена примерно на 30%, что в некоторой степени окупает увеличение конструктивного веса системы в целом. Подобная система более свободна от внешних влияний. Испарительная система и водоснабжение могут быть термически изолированы от внешней среды.



Фиг. 1.35. Схема охлаждения электрической машины испарением по замкнутому циклу.

Охлаждение испарением жидкости наиболее приемлемо для полета малой продолжительности.

Применение этой системы требует решения некоторых конструктивных вопросов, исследования коррозии и влагостойкости изоляции при работе в условиях насыщенного водяного пара.

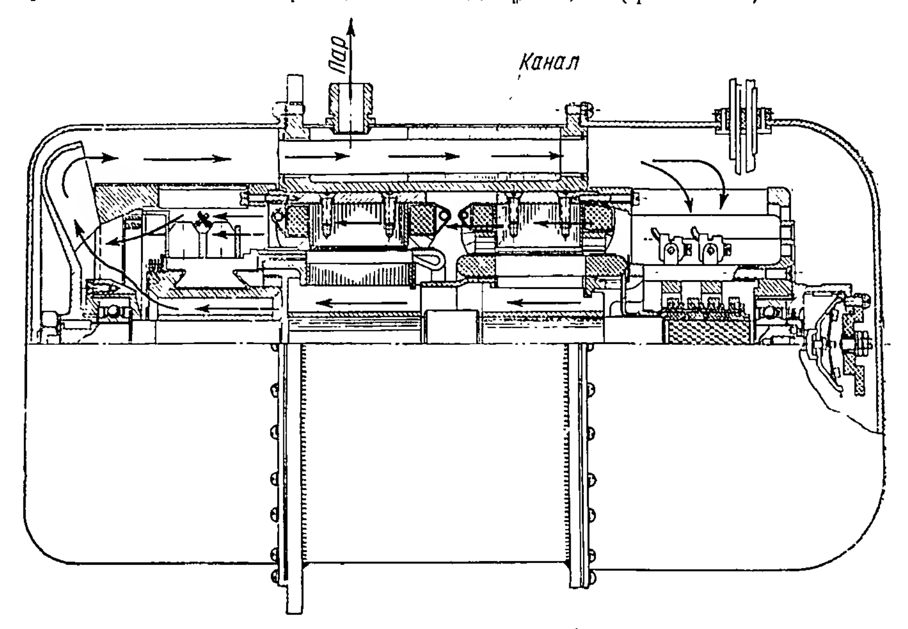
Необходимо отметить значительные конструктивные и технологические трудности, возникающие при создании устройств для подачи воды в машину, учитывая относительно малый расход воды и опасность засорения малых выходных отверстий.

Значительный интерес представляют системы внешнего охлаждения испарением, когда испарение жидкости происходит не на внутренней поверхности машины, а в каналах охлаждения машины, либо в автономном водоохладителе (фиг. 1.36).

Охлаждающую жидкость можно подать и испарить во внутренней полости полюсов, в каналах сердечника якоря, в каналах станины, на поверхности коллектора и т. д. В последнем случае упрощается система подачи и дозировки охлаждающей жидкости, устраняются форсунки.

Недостатком внешней системы охлаждения испарением по сравнению с внутренней системой является более высокая температура машины, особенно скользящего контакта, и несколько повышенный расход воды.

В качестве примера применения внутренней системы охлаждения испарением укажем на трехфазный синхронный генератор мощностью 16 *ква* при скорости вращения 12 000 об/мин, линейном напряжении 208 *в*, $\cos\varphi=0{,}8$ и к. п. д. $\eta_г=0{,}93$ (фиг. 1. 37).



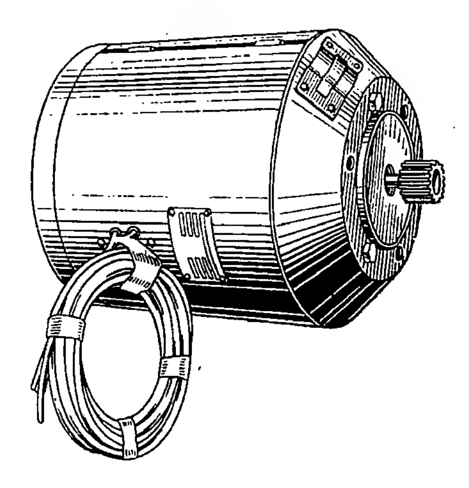
Фиг. 1. 36. Схема охлаждения авиационного преобразователя испарением воды в каналах.

Этот генератор весит 17,7 *кг* и имеет следующие основные внешние размеры: $D_н=230$ *мм* и $L=320$ *мм*; диаметр фланца 152 *мм* и диаметр под отверстия 127 *мм*. Расход воды, составляющий при номинальном режиме 1,6 *кг/час*, регулируется специальным клапаном, на который воздействует температурное реле, установленное на генераторе.

Вода под давлением подается в пустотелый вал генератора, где она распыляется четырьмя форсунками на внутренние поверхности машины. Водяной пар отводится через отверстие генератора. Испарительная система и водоснабжение генератора термически изолированы от окружающей среды. Применение охлаждения испарением воды позволило увеличить номинальную мощность машины с 12 до 16 *ква*, т. е. на 33%.

Представляет практический интерес определение скорости полета, при которой рационально заменить воздушную систему охлаж-

дения продувом испарением воды на поверхности машины. Решение этой задачи связано со значительными трудностями и должно производиться для каждого типа летательного аппарата отдельно. Для упрощения задачи определим скорость полета, при которой дополнительный расход топлива на охлаждение посредством продува равнялся бы расходу воды на испарение. При этом допускается, что повышение степени использования генератора при охлаждении испарением, уменьшение веса топливных баков, устранение воздухопровода и т. д. компенсируют повышение веса установки, включая испарительную систему и водоснабжение. Если принять, что при охлаждении испарением вес оборудования несколько возрастает, то это можно учесть определенным коэффициентом, т. е. $\gamma G_т = G_в$, где $\gamma > 1$.



Фиг. 1.37. Трехфазный генератор, охлаждаемый испарением воды на внутренней поверхности.

Учитывая изложенное, можно написать, что

$$\gamma \xi_т P_{ном} k_п \left(\frac{v}{100}\right)^2 \frac{1-\eta_г}{\eta_г} t = 1{,}55 P_{ном} \frac{1-\eta_г}{\eta_г}.$$

Решая это уравнение относительно скорости v, получают скорость полета, при которой рационально применять охлаждение испарением, т. е.

$$v > \frac{125}{\sqrt{\gamma \xi_т k_п}} \text{ м/сек},$$

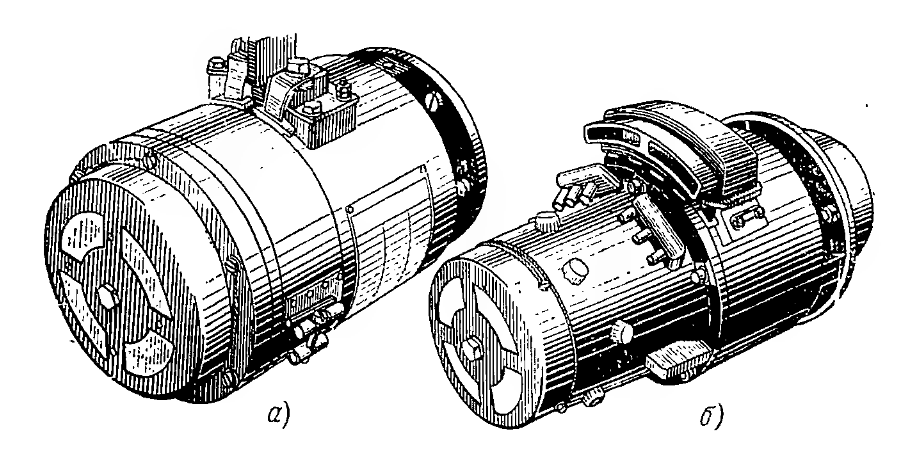
что при $\xi_т = 0{,}65$ и $k_п = 0{,}25$ дает $v > \frac{320}{\sqrt{\gamma}}$.

Если учесть утяжеление системы коэффициентом $\gamma = 0{,}8$, то скорость полета, при которой рационально применение охлаждения испарением, будет равна 360 *м/сек*. Расчеты на конкретных объектах покажут, насколько правильна полученная величина.

4. Масляное охлаждение авиационных электрических машин в последние годы находит все возрастающее применение (фиг. 1.38, *а* и *б*).

Масло подается и отводится от машины со стороны привода. В явнополюсных генераторах переменного тока масло последовательно проходит по каналам статора генератора и возбудителя и

затем поступает в индуктор генератора и якорь возбудителя. Расход масла постоянен и от нагрузки генератора не зависит.



Фиг. 1. 38. Авиационные генераторы с масляным охлаждением.

а—генератор постоянного тока 100 *а*, 28 *в*, 8000 об/мин, вес 16,3 *кг*, *б*—генератор трехфазного тока 15 *ква*, 208/120 *в*. 12 000 об/мин, cos φ=0,75, вес 27,7 *кг*.

Машины с масляным охлаждением отличаются тем, что подшипник со стороны привода расположен в самом приводе и, следовательно, они выполняются с одним подшипником. Масляное охлаждение имеет следующие преимущества.

1) Снижение размеров машины (фиг. 1. 39) в результате того, что для прохода масла требуется в 40÷60 раз меньшее сечение, чем для прохода воздуха (это позволяет уменьшить диаметр машины), а снижение температурного градиента по длине машины по сравнению с воздушным охлаждением позволяет увеличить тепловую нагрузку машины.

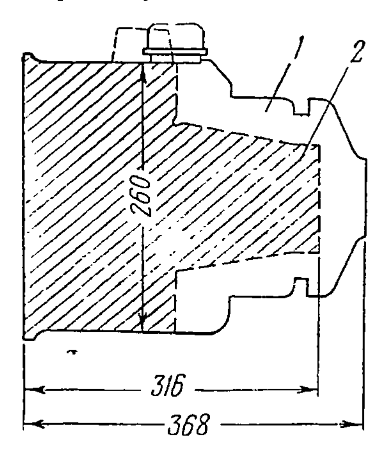
2) Снижение потерь мощности на торможение воздушной струи, так как при масляном охлаждении требуется меньшее количество воздуха на охлаждение воздушно-масляных теплообменников.

3) Мощность машины не зависит от скорости и высоты полета, если температура входящего масла не превосходит определенного предела (150° С). Генератор 40 *ква*, cos φ=0,75 развивает полную мощность при температуре масла 150° С и расходе масла 1320 *л/час*.

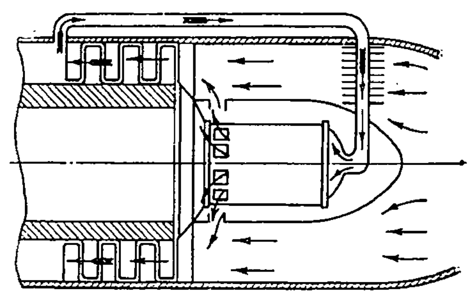
4) Повышение долговечности, так как устраняются «горячие места» в машине, вызванные большими аксиальными и радиальными температурными градиентами, которые и определяют ее срок службы. Перепад температуры масла обычно равен нескольким градусам (при воздушном охлаждении $\Delta t_в = 40 \div 50°$ С). Кроме того, можно обеспечить более надежную масляную смазку подшипников.

5) Машины с масляным охлаждением имеют более широкую применяемость — они универсальны. Изменяя лишь теплообменник, т. е. используя охлаждение горячим кабинным воздухом, испарением и т. д. можно применить одну и ту же машину для различных условий.

5. Охлаждение отбором воздуха от компрессора осуществляется от промежуточной ступени осевого турбокомпрессора реактивного двигателя (ТКВРД); воздух охлаждается в промежуточном воздушном или жидкостном радиаторе (фиг. 1.40).



Фиг. 1.39. Сравнение генераторов трехфазного тока с воздушным (1) и масляным (2) охлаждением.



Фиг. 1.40. Охлаждение воздухом, отбираемым из компрессора ТКВРД.

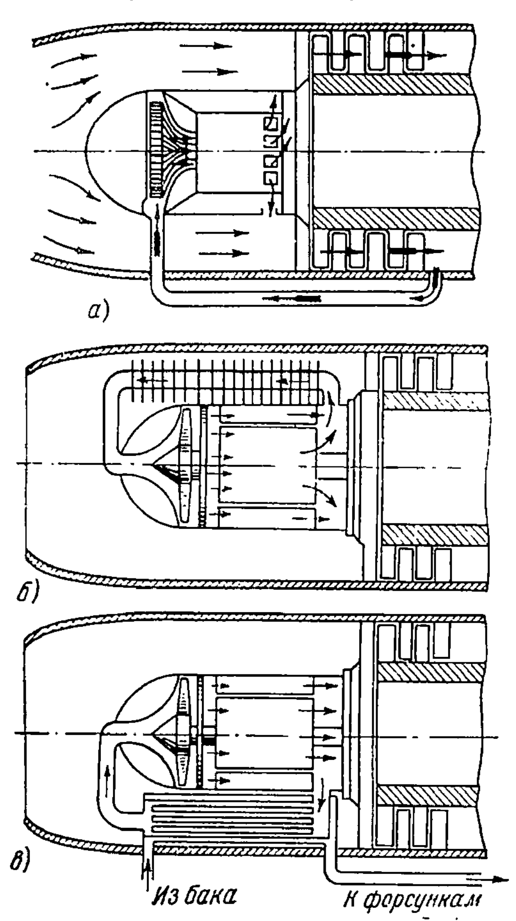
Повышенная температура воздуха на выходе компрессора может быть скомпенсирована большим весовым расходом, т. е. увеличением давления и скорости потока. Система с воздушным радиатором уступает охлаждению продувом; система с жидкостным радиатором и, в частности, с применением топлива может обеспечить высотные и скоростные полеты. Однако при этом надо помнить, что отбор воздуха из ТКВРД на охлаждение генератора заметно влияет на снижение силы тяги и повышение расхода топлива.

На фиг. 1.41 показана схема охлаждения генератора отбором воздуха из компрессора ТКВРД; воздух при этом охлаждается в приводной воздушной турбине. Воздух из компрессора поступает в воздушную турбину, которая приводит во вращение генератор, а затем его охлаждает. В данном случае решаются одновременно задачи привода постоянной скорости и охлаждения генератора.

Так как температура воздуха на выходе из компрессора высока для охлаждения генератора, то необходимо дополнительное охлаждение воздуха при помощи топливного радиатора.

Преимуществами этой системы являются ее независимость от параметров окружающего воздуха, постоянство скорости вращения и снижение веса генератора, а также возможность расположения генератора в наиболее удобном месте на летательном аппарате.

Недостаток системы — низкий к. п. д. установки. На входе воздушной турбины диапазон рабочих давлений воздуха, поступающего от компрессора, изменяется в широких пределах; следовательно, для сохранения постоянства скорости генератора необходимо дросселировать воздух, что ведет к увеличению потерь. Кроме



Фиг. 1.41. Охлаждение воздухом после выхода его из воздушной турбины.
а—система с открытым циклом охлаждения, б—система с закрытым циклом охлаждения с промежуточным воздушным радиатором, в—система с закрытым циклом охлаждения с промежуточным топливным или масляным радиатором.

того, как отмечалось ранее, сила тяги снижается и увеличивается расход топлива при отборе воздуха от компрессора.

Имеются пути повышения эффективности охлаждения с использованием газовой приводной турбины.

В настоящей работе отмечены только некоторые основные системы охлаждения, на базе которых может быть рассмотрен целый ряд смешанных систем, обладающих промежуточными свойствами.

Глава II

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АВИАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРАХ

2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ АВИАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Преобразование механической энергии в электрическую принципиально может быть выполнено двумя путями: при помощи перемещения электрических токов в магнитном поле или при помощи перемещения электрических зарядов в электрическом поле.

Первый путь используется в электромагнитных машинах, второй в электростатических. Электростатические машины до сих пор являются скорее принадлежностью физических лабораторий, чем техники. Ниже рассматриваются лишь электрические машины, основанные на первом принципе и получившие исключительное распространение.

Авиационные генераторы можно классифицировать следующим образом:

П о р о д у т о к а:

а) генераторы постоянного тока;

б) генераторы переменного тока;

в) генераторы двойного тока.

П о н а з н а ч е н и ю:

а) генераторы для питания магистральной электрической цепи;

б) генераторы аварийного питания и резерва;

в) генераторы преобразователей;

г) генераторы специального назначения.

П о п р и н ц и п у д е й с т в и я:

а) синхронные — с электромагнитным возбуждением, магнитоэлектрические, возбуждаемые постоянными магнитами, и индукторные с электромагнитным возбуждением или с постоянными магнитами;

б) индукционные;

в) коллекторные — постоянного и переменного тока.

Таблица 2.1

Классификация и некоторые особенности авиационных генераторов

Род тока	Наименование генераторов	Возбуждение	Полюсы	Система охлаждения	Число фаз	Частота *гц*	Напряжение *в*	Область применения генераторов	Тип привода
Переменный	Синхронные	Электромагнитное	Внешние или внутренние	Самовентиляция, продув	3 и 1 3 и 1	400÷1600	208/120 115	Для электросистемы и преобразователей	Авиадвигатель, автономный привод, двигатель постоянного тока
	Магнитоэлектрические	Постоянными магнитами	Внутренние	Самовентиляция	1 и 3	400÷6000	208/120 36 и 115	Для преобразователей и спецустановок	Двигатель постоянного тока, автономный привод
	Индукторные	Электромагнитное постоянными магнитами	Внутренние	Самовентиляция, продув	1 и 3	400÷6000	115, 60, 30	Для преобразователей и спецустановок	Авиадвигатель, двигатель постоянного тока, автономный привод
	Асинхронные	Переменным током со стороны якоря	Внешние	Самовентиляция, продув	3 и 1	400÷1600	208/120 115	—	—
Постоянный	(Постоянного тока), коллекторные	Электромагнитное	Внешние	Самовентиляция, продув	—	—	30	Для электросистемы и резерва	Авиадвигатель, автономный привод
		Постоянными магнитами	Внешние	Самовентиляция, естественное охлаждение	—	—	30	Для питания систем автоматики	Двигатель постоянного тока, специальный привод

По роду привода:

а) генераторы, приводимые во вращение мускульной силой человека,— ручной и ножной привод;

б) генераторы, приводимые во вращение потоком встречного воздуха (от «ветрянки»);

в) генераторы, приводимые во вращение главным авиадвигателем;

г) генераторы, приводимые во вращение специальным двигателем.

В табл. 2. 1 в соответствии с приведенной классификацией приведены некоторые особенности авиационных генераторов, не требующие пояснений.

2.2. ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ И ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ

Создание новой машины обычно проходит две стадии:

а) проектирование и изготовление опытных образцов по техническим заданиям (ТЗ);

б) выполнение и поставка оборудования по техническим требованиям (ТТ).

Обычно ТТ составляются на базе отработки и приемки опытных образцов и являются основным техническим документом.

ТЗ и ТТ содержат: номинальные данные, условия работы, способы испытания и приемки, объем установки и некоторые другие данные.

Благодаря тому, что авиационная техника непрерывно и быстро развивается, требования к авиационным электрическим машинам непрерывно повышаются в отношении предельных мощностей, номенклатуры и технико-экономических показателей. В результате ТЗ и ТТ на авиационные генераторы претерпевают непрерывные изменения.

В табл. 2. 2 для примера приведены некоторые общие технические требования к авиационным генераторам постоянного и переменного тока, предназначенным для магистральной сети летательного аппарата.

Некоторые технические данные современных авиационных генераторов постоянного и переменного тока общего применения приведены в табл. 2. 3.

Относительный вес машин, характеризующий степень их использования, приведен в табл. 2. 4 и 2. 5.

Из табл. 2. 6, где приведено сопоставление генераторов общего применения и авиационных, следует, что авиационные генераторы переменного тока легче подобных генераторов общего применения более чем в 10 раз.

Таблица 2.2

Примерные технические требования на авиационные генераторы общего применения

Генераторы		Постоянного тока	Переменного тока
Высотность в *км*		до 20	
Окружающая температура в °С		От −60 до +50	
Давление в *мм* рт. ст.		От 760 до 43	
Относительная влажность		98% при $t = 20°$ С	
Срок службы		500 час. в течение $3^1/_2$ лет со дня выпуска с завода	
Механическая прочность	Вибрация мест крепления, тряска мест крепления	$f = 15$ *гц*, амплитуда 3,5 *мм* время 30 мин.	$f = 53$ *гц*, амплитуда 0,8 *мм* время 3 час.
Перегрузка	По мощности	50%—2 мин.	50%—2 мин.; 90%—5 сек.
	По току	50%—5 мин.; 100%—5 сек.	50%—5 мин.; 100%—5 сек. при $U = 0{,}9\,U_{ном}$
Изоляция обмоток в горячем состоянии	Испытание повышенным напряжением	1000 *в* при 50 *гц*—1 мин.	1500 *в* при 50 *гц*—1 мин.
	Сопротивление	Более 10^6 *ом* при 98% влажности	
Повышение скорости вращения		20% сверх наибольшей скорости в течение 2 мин.	
Коэффициент мощности		—	0,75
Скорость вращения/частота		3800 ÷ 9000 об/мин	400 *гц*
Напряжение в *в*		30	208/120

Таблица 2. 3

Технические данные авиационных генераторов

Генераторы	Постоянного тока	Переменного тока
Диапазон мощностей $P_{ном}$	$(0,35 \div 30)$ *квт*	$(3 \div 100)$ *ква*
Напряжение в *в*	30	208/120
Скорость вращения *n* об/мин	$3800 \div 5900$ при $P_{ном} < 1,5$	8000 при $S_{ном} < 30$ *ква*
	$3800 \div 9000$ $4400 \div 10000$ при $P_{ном} > 1,5$	6000 при $S_{ном} \geqslant 30$ *ква*
Частота *f*, *гц*	—	400
Система охлаждения	Самовентиляция при $P_{ном} \leqslant 1,0$ Продув при $P_{ном} \geqslant 1,0$	Продув
Коэффициент мощности	—	0,75
Система возбуждения	Параллельное или смешанное	От возбудителя или самовозбуждение
Исполнение	Некомпенсированное, компенсированное	С внешним или с внутренними полюсами
К. п. д.	$0,70 \div 0,80$	$0,85 \div 0,95$
Относительный вес	$3,7 \div 2,0$ при $(3 \div 30)$ *квт*	$(2,33 \div 1,0)$ при $(3 \div 100)$ *ква*

Таблица 2. 4

Относительный вес генераторов постоянного тока

$$\frac{G_г}{P_{ном}} = f(P_{ном})$$

$P_{ном}$ *квт*	3	6	9	12	15	18	21	24	27	30
$\frac{G_г}{P_{ном}}$ *кг/квт*	3,7	3	2,6	2,3	2,25	2,2	2,15	2,1	2,05	2,0

Таблица 2. 5

Относительный вес генераторов переменного тока

$$\frac{G_г}{S_{ном}} = f(S_{ном})$$

$S_{ном}$	*ква*	3	6	12	18	30	60	75	100
$\frac{G_г}{S_{ном}}$	*кг/квт*	2,33	1,84	1,67	1,22	1,127	1,15	1,1	1,0

Таблица 2.6

Сопоставление генераторов общего применения и авиационных

Тип генератора	Синхронные		Постоянного тока	
	общего применения	авиационные	общего применения	авиационные
$P_{ном}$ — мощность в *квт* (*ква*)	15	15	25	25
$2p$ — число полюсов	4	6	4	8
f — частота в *гц*	50	400	66,7	267
$\frac{G_г}{P_{ном}}$ — относительный вес в *кг/квт*	17,3	1,3	13,2	2
Отношение весов	13,3		6,6	

2.3. ПРИВОД АВИАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Возможны следующие основные виды привода:

а) ручной или ножной привод;

б) привод от винта;

в) привод от авиадвигателя;

г) автономный привод от специальной силовой установки.

Ручной привод. Ручной или ножной привод генератора применяется редко для некоторых аварийных генераторов, питающих радиостанции, освещение и т. д. в условиях вынужденной посадки; он прост по конструкции и может быть выполнен на небольшую мощность.

Привод от винта. Первоначально авиационные генераторы приводились во вращение при помощи винта («ветрянки»), насаженного на вал генератора и вращающегося под влиянием потока встречного воздуха при полете. Генератор обтекаемой формы с винтом насаживался на переднюю кромку самолета (фиг. 2.1).

Применялись два типа винтов с постоянным или переменным шагом. В первом случае скорость вращения генератора зависела от скорости полета, и постоянство напряжения достигалось при помощи регулятора в электрической цепи. Во втором случае шаг винта автоматически изменялся при помощи центробежного регулятора и поэтому скорость вращения генератора мало изменялась при изменении скорости полета. В последнем случае напряжение генераторов изменялось незначительно, что устраняло необходимость применения автоматических регуляторов напряжения.

В настоящее время подобные генераторы применяются только на некоторых учебных самолетах и планерах, так как имеют следующие недостатки:

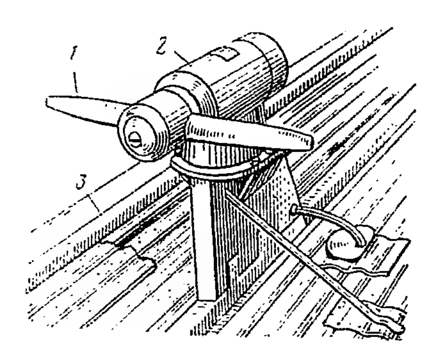
а) возможность обрыва генератора, что создает угрозу самолету и, следовательно, понижает его надежность;

б) повышение лобового сопротивления, особенно при больших скоростях, что снижает аэродинамические качества самолета;

в) невозможность проверки готовности генератора к работе в наземных условиях;

г) ограниченная мощность и низкий к. п. д. генератора.

Привод от основного авиадвигателя выполняется в виде непосредственного привода, когда генератор крепится на фланце главного двигателя (фиг. 2.2, *а*), и дистанционного привода, когда генератор вынесен в отдельную установку и приводится во вращение при помощи гибкого вала (фиг. 2.2, *б* и 2.3).



Фиг. 2.1. Привод авиационного генератора от ветрянки.
1—ветрянка, 2—генератор, 3—крыло самолета.

В первом случае генератор крепится к коробке приводов авиадвигателя при помощи фланца.

Особенности его конструкции диктуются условиями размещения генератора на авиадвигателе (требование наименьшего веса и габаритов).

Из условий механических напряжений в материале фланца и в крепежных болтах, возникающих от ударных и вибрационных перегрузок, вес генератора и его опрокидывающий момент (произведение веса генератора на расстояние от фланца до его центра тяжести), ограничиваются определенной величиной. Поэтому наружные размеры ($D_н$ и L) генератора не должны превышать определенных пределов, при которых можно построить генераторы лишь ограниченной мощности.

Таким образом, при непосредственном приводе генератор лимитируется по весу, наружным размерам (длина и диаметр) и изгибающему моменту у фланца генератора.

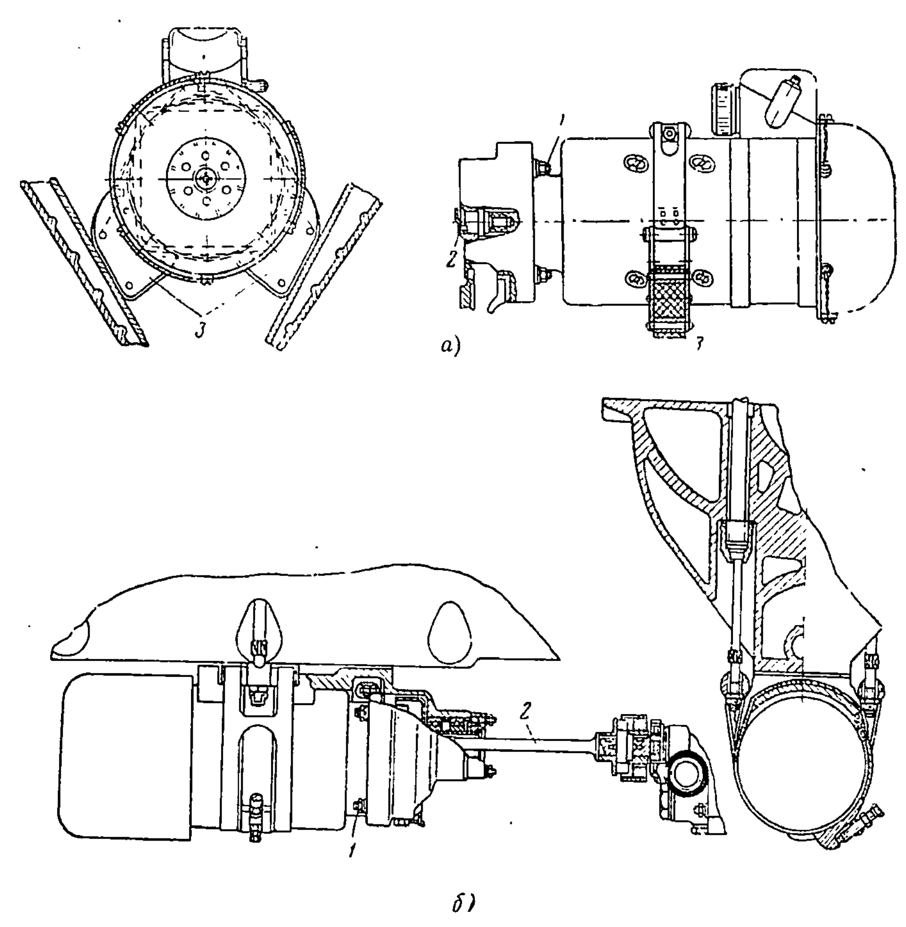
Однако такая система имеет минимальный вес, наименьшие габариты, надежна и экономична.

При дистанционном приводе ограничения по диаметру и длине машины, а также по изгибающему моменту отпадают, но требуется дополнительная площадь и вес.

Основные недостатки привода от основного авиадвигателя: переменная скорость вращения; резкое изменение скорости и неравномерность хода двигателя; неодинаковая скорость различных дви-

гателей; неавтономность электросистемы, т. е. зависимость генератора от работы главных двигателей.

Автономный привод разделяется на две группы: полуавтономный привод, для работы которого необходима работоспособность хотя бы одного из основных двигателей летательного



Фиг. 2.2. Привод генератора от поршневого авиадвигателя.

а—непосредственный привод, б—дистанционный привод.
1—шпильки, крепящие фланец генератора к двигателю, 2—привод генератора, 3—резиновые подушки, на которые опирается генератор.

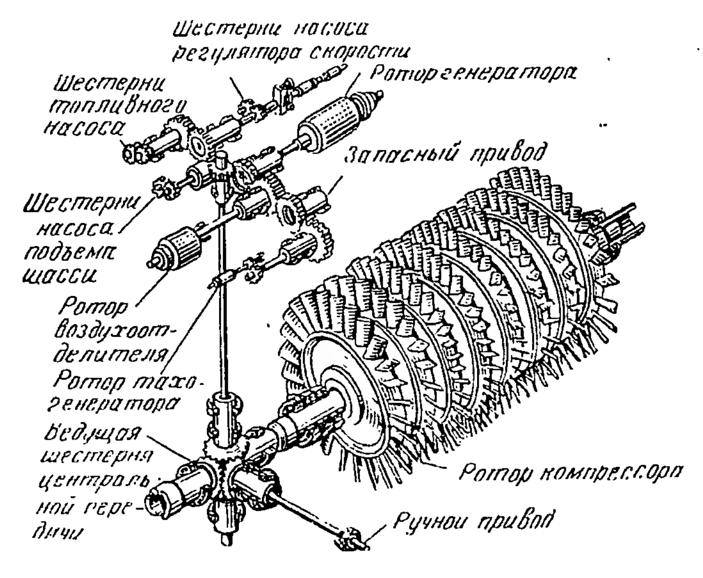
аппарата; автономный привод, работа которого совершенно не зависит от основных двигателей.

К первой группе относятся газовые турбины, работающие на отходящих газах основных двигателей; паровые турбины, использующие тепло отходящих газов поршневых двигателей; воздушные турбины, использующие воздух, отбираемый от некоторой ступени компрессора реактивных двигателей; газовые турбины, использую-

щие воздух, отбираемый от компрессора реактивного двигателя, и дополнительно подаваемое в турбину топливо.

Газовые турбины, работающие на выхлопных газах основных двигателей, эффективны лишь при небольших высотах полета. Кроме того, энергия выхлопных газов обычно используется для привода нагнетателей и поэтому ее нехватает для привода генераторов.

Паровые турбины экономичны, так как они работают по замкнутому циклу, но при этом необходимы паровой котел и кон-



Фиг. 2.3. Привод генератора от реактивного авиадвигателя.

денсатор, который должен иметь защитное устройство от замерзания. Все это делает установку с паровыми турбинами громоздкой.

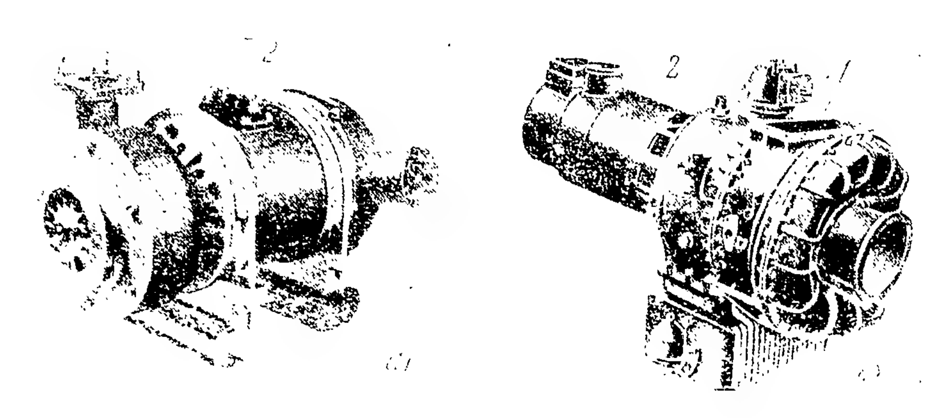
Воздушные турбины получили в последние годы значительное развитие для привода генераторов (фиг. 2.4).

Турбина питается воздухом, сжатым и подогретым в компрессоре ТРД. Мощность, развиваемая турбиной, зависит от весового расхода воздуха и перепада температуры в ней; последний определяется давлением и температурой питающего воздуха, а также к. п. д. турбины. Весовой расход воздуха также определяется давлением и температурой питающего воздуха и, кроме того, зависит от сечения сопла.

Благодаря тому что с увеличением высоты полета перепад температуры в турбине растет, а весовой расход воздуха падает, мощность, развиваемая турбиной, почти не зависит от высоты полета.

Однако с увеличением скорости полета мощность, развиваемая турбиной, увеличивается, и приходится проектировать турбину на

режим планирования или даже работы двигателя на малом газу при стоянке. Таким образом, на крейсерской скорости полета необходимо искусственно снижать отдаваемую турбиной мощность либо путем дросселирования воздуха на входе турбины, либо путем изменения проходного сечения сопла (поворотом неподвижных лопаток). Первый метод регулирования турбины менее эффективен, но зато конструктивно проще, и турбина получается меньшего веса. Второй метод более эффективен, но сложное устройство изменения сечения сопла повышает вес турбины; поэтому он выгоден при больших мощностях турбины.



Фиг. 2.4. Полуавтономный привод генератора от воздушной турбины.

а и *б*—различные формы исполнения.
1—воздушная турбина, *2*—генератор.

Достоинством воздушной турбины является возможность использования воздуха, отработанного в турбине, для охлаждения генератора (при расширении воздуха в турбине его температура снижается).

Существенным недостатком воздушной турбины является низкий (не выше 0,6) к. п. д.

Газовые турбины отличаются от воздушных тем, что перед сопловыми аппаратами установлены камеры сгорания, в которых сжигается дополнительно подаваемое топливо. Это уменьшает расход отбираемого от компрессора воздуха при той же мощности на валу турбины. Такие турбины могут оказаться выгодными при большой мощности приводимых генераторов.

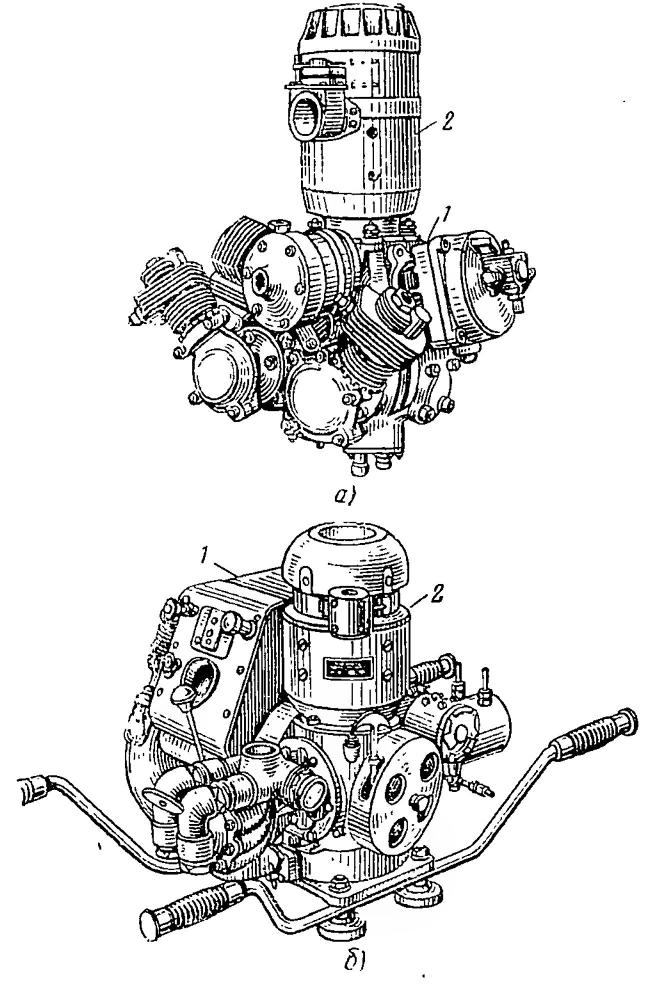
Преимуществами систем полуавтономного привода являются:

а) возможность в случае аварии переключения турбины с питания от одного двигателя на другой, что достигается специальным устройством питающих трубопровод (общий коллектор);

б) возможность отнесения генерирующего агрегата из отсека двигателя (это особенно важно для осевых ТРД) в центральную часть самолета, что устраняет вес тяжелых силовых проводов (до-

полнительный вес от воздухопроводов незначителен, так как воздух, отбираемый от компрессора, используется также для целей наддува кабины, охлаждения агрегатов и др.);

в) легкость регулирования скорости генераторов, т. е. получение переменного тока постоянной частоты (система с газовыми



Фиг. 2.5. Автономный привод генератора от двигателя внутреннего сгорания.
а и *б*—различные формы исполнения.
1—двигатель, *2*—генератор.

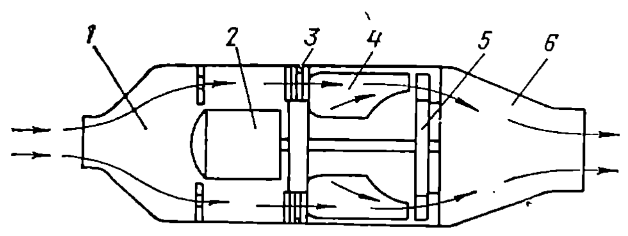
турбинами обеспечивает постоянство скорости в пределах порядка ±0.5%);

г) уменьшение веса приводимого турбогенератора вследствие значительного повышения его скорости вращения.

Ко второй группе автономного привода относятся: бензиновые двигатели внутреннего сгорания (фиг. 2.5); воздушные турбины,

использующие встречный напор воздуха (фиг. 2.6); газовые турбины с подсосом воздуха (фиг. 2.7).

Работа автономных установок не зависит от основных авиационных двигателей, т. е. их можно использовать при стоянке самолета



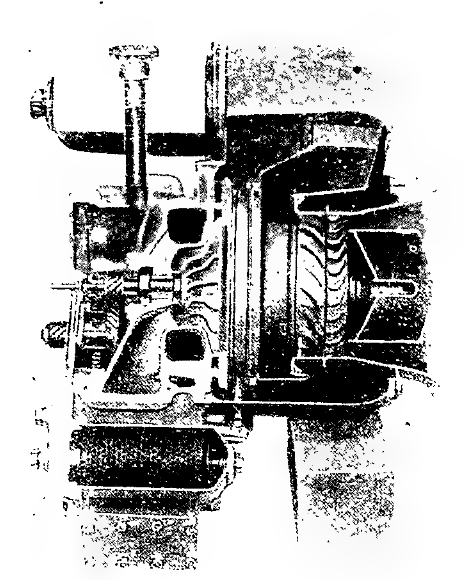
Фиг. 2.6. Автономный привод генератора от газовой турбины.

1—заборник воздуха, 2—генератор, 3—компрессор, 4—камера сгорания, 5—газовая турбина, 6—реактивное сопло.

на земле и в аварийном полете. Они обладают теми же преимуществами, что и полуавтономные приводы.

Но они имеют также и существенные недостатки, а именно:

а) большой вес и габариты и низкий к. п. д. установки по сравнению с генераторами, приводимыми во вращение от основного двигателя;



Фиг. 2.7. Газовая турбина Ровера.

б) малую высотность агрегатов, т. е. необходимость в дополнительных устройствах нагнетания воздуха;

в) автономный двигатель менее надежен, чем основной двигатель самолета.

Вследствие этих недостатков автономный привод теперь применяется лишь в качестве аварийного или источника электроэнергии и сжатого воздуха для запуска двигателей при стоянке самолета.

В качестве примера автономной установки большой мощности укажем на одноступенчатую газовую турбину с радиальным подсосом воздуха (см. фиг. 2.7), развивающую при 24 000 об/мин мощность 44 *квт* при стоянке самолета и 20 *квт* — при полете на высоте 15 *км* со скоростью 800 *км/час*. Она потребляет (при стоянке самолета) топлива около 0,86 *кг/квт-час* и имеет сухой вес 52,5 *кг*.

Для истребителей в качестве аварийного агрегата нашел применение генератор, приводимый во вращение воздушной турбиной (осевая одноступенчатая, работающая от встречного потока воздуха).

Резервный источник переменного тока применяется в двух исполнениях: а) агрегат резервного питания при аварии выбрасывается в поток воздуха; б) агрегат резервного питания стационарно установлен на самолете; в момент аварии автоматически открывается заслонка и встречный поток воздуха попадает на ветрянку, приводя в действие генератор.

Надо иметь в виду, что резервное питание переменным током должно быть обеспечено при различных скоростях полета, т. е. необходимо регулировать скорость вращения ветрянки и напряжение генератора.

Автономная установка в настоящее время рекомендуется как вспомогательный источник переменного тока в аварийном полете, для запуска двигателей и для специальных целей.

Кроме того, в системах электроснабжения переменного тока, где отсутствуют батареи, для возбуждения и аварийного питания релейных цепей могут быть применены магнито-электрические генераторы переменного тока в комплекте с выпрямителями.

2.4. ПРОБЛЕМА ПОЛУЧЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПОСТОЯННОЙ ЧАСТОТЫ[1]

Выше отмечалось, что система переменного тока постоянной частоты является наиболее целесообразной для электроснабжения современного летательного аппарата.

Самым простым способом получения переменного тока постоянной частоты является применение энергоустановки, состоящей из генератора, приводимого во вращение специальным двигателем с постоянной скоростью. Однако такие установки, как было указано выше, имеют низкий коэффициент полезного действия и поэтому находят применение пока лишь в специальных случаях.

Если генераторы приводятся во вращение авиадвигателем, то их скорость вращения изменяется в процессе полета; поэтому возникает необходимость в создании устройства для преобразования переменной скорости вала авиадвигателя в постоянную скорость вала генератора. Получить постоянную частоту при условии изменяющейся скорости вращения первичного двигателя можно двумя путями: установкой между синхронным генератором и двигателем такого устройства, которое при изменении скорости вращения входного вала поддерживало бы скорость вращения выходного вала неизменной; генерированием переменного тока с переменной частотой, соответствующей скорости вращения двигателя, с последующим

[1] Параграф 2.4 написан автором совместно с инж. В. С. Мошным.

Таблица 2.7

Основные методы преобразования частоты

Тип преобразователя скорости или частоты	Примерный относительный вес	К. п. д.	Особенности
Многоступенчатые механические редукторы и вариаторы	Имеют большие габариты и вес	К. п. д. редуктора высокий	Громоздки, сложны конструктивно, трудно управляемы, имеют большую инерционность
Электромагнитные муфты с плавным изменением передаточного отношения	(2÷2,5) *кг/квт*	К. п. д. муфты низкий, и тем ниже, чем больше диапазон изменения скорости	Мощность, соответствующая разности скоростей, теряется во вторичной цепи муфты. Усложнен теплоотвод у муфты; просты в управлении
Электромагнитный тормоз и дифференциал с плавным изменением передаточного отношения	Размеры и вес тормоза меньше аналогичной муфты	То же, что и для муфты	То же, что и для муфты
Гидромуфты с плавным изменением передаточного отношения	(1÷1,5) *кг/квт*	К. п. д. муфты—85%, К. п. д. системы—75%	Требуют сложную гидросистему, хорошо управляемы
Электромашинные системы	(3,5÷5) *кг/квт*; имеют большие габариты	К. п. д. системы—65% и ниже	Требуют коллектор; имеют плохую коммутацию; легко управляемы
Электрические системы	Имеют большие габариты и вес	К. п. д. системы ниже 75%	Имеются пути снижения габаритов и повышения к. п. д.

преобразованием ее в постоянную (например, в системах с коллектором).

Решить задачу первым путем можно применением механических, электромагнитных, гидравлических и электромашинных устройств.

В табл. 2.7 приведены основные системы получения постоянной частоты при переменной скорости вращения приводного двигателя.

Механические устройства получения постоянной частоты

Если привод генератора осуществить через многоступенчатый редуктор, то скорость вращения генератора будет изменяться в некоторых узких пределах, причем колебания скорости будут тем меньше, чем больше ступеней у редуктора.

При диапазоне изменения скоростей привода $n_{max}/n_{min}=2{,}25$ применение двухступенчатого редуктора дает возможность поддерживать скорость вращения вала генератора с точностью $\pm 17\%$ от номинальной. Это достигается путем переключений в соответствующие моменты передач редуктора, который может иметь четыре скорости вращения.

Увеличение числа ступеней редуктора дает незначительное увеличение точности регулирования скорости генератора. Например, трехступенчатый редуктор, позволяющий получить девять различных передаточных отношений, обеспечивает точность $\pm 10\%$ от номинальной скорости генератора.

Применение подобных ступенчатых передач на самолете ограничивается тем, что они не могут обеспечить параллельной работы генератора, так как скорости авиадвигателей, а следовательно, и скорости генераторов значительно отличаются между собой. Кроме того, такие устройства крайне громоздки и сложны конструктивно.

Для осуществления параллельной работы генераторов необходимо применять бесступенчатые передачи с плавным изменением передаточного отношения. Бесступенчатое регулирование скорости может быть достигнуто применением различного рода механических электромагнитных, гидравлических и электромашинных устройств — вариаторов.

Механические варианты делятся на *фрикционные, зубчатые, инерционные и рычажные типы.* Передачи первых двух типов являются передачами непрерывного действия, а вторых двух — импульсивными передачами.

Фрикционный тип вариаторов является наиболее распространенным. Вариаторы этого типа могут быть:

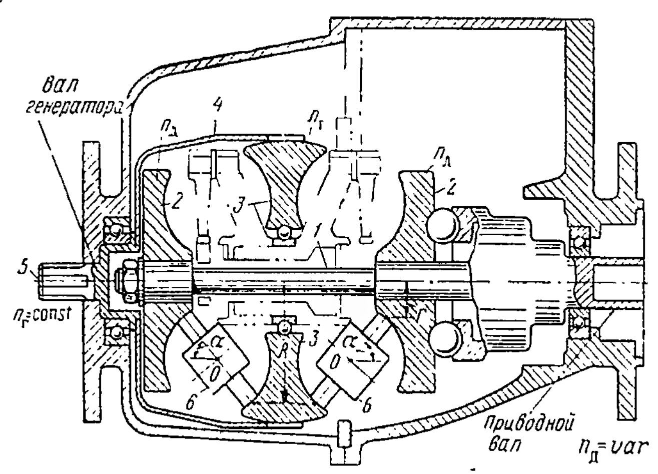
а) с непосредственным контактом рабочих тел, в которых передача вращения с ведущего вала на ведомый происходит непосредственно контактом двух колес или при помощи третьего, паразитного;

б) планетарные, в которых промежуточные ролики имеют сложное движение (передача с шаровыми сателлитами);

в) в виде ременной передачи, где вращение передается при помощи гибкого элемента (гибкой лентой).

Фрикционные передачи, как правило, имеют относительно низкий к. п. д.

З у б ч а т ы й т и п вариаторов характеризуется отсутствием скольжения и, следовательно, высоким к. п. д. Вариаторы этого типа могут быть:



Фиг. 2. 8. Механический фрикционный вариатор для привода авиационного генератора мощностью 30 *ква* при 8000 об/мин.

1—ведущий вал, *2* и *3*—диски, *4*—втулка, *5*—вал генератора, *6*—ролики.

а) цепные, в которых передача осуществляется посредством гибкой шарнирной цепи со вставными пластинами, аналогичной клиноременной передаче, но с той разницей, что вместо ремня применяется шарнирная цепь, а диски имеют радиальные пазы;

б) винтовые, в которых вращение между двумя винтовыми колесами передается промежуточным винтовым роликом, имеющим возможность перемещения вдоль своей оси вращения;

в) планетарные, в которых передаточное число регулируется за счет осевого перемещения солнечного колеса, сцепленного с коническими сателлитами.

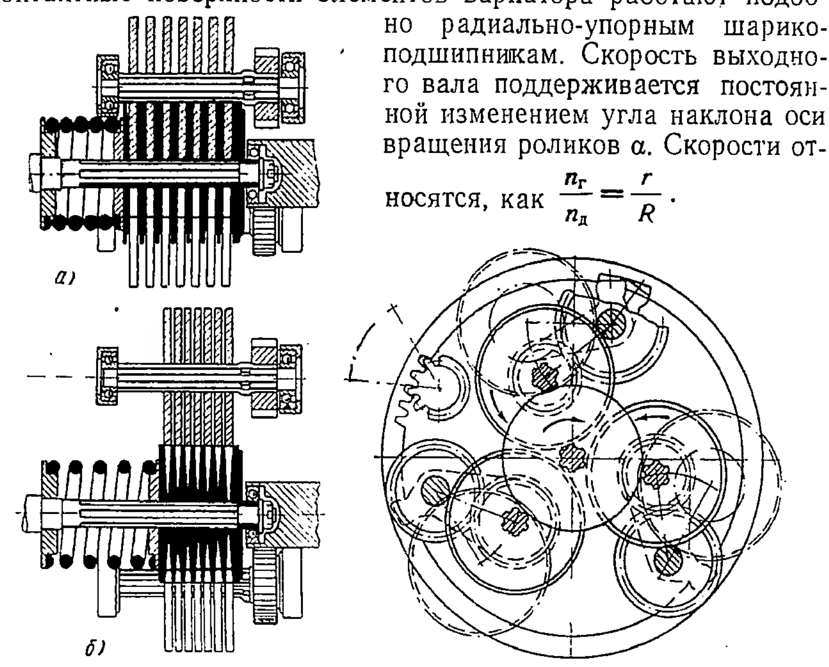
И н е р ц и о н н ы й тип вариаторов сложен и автоматически меняет свое передаточное отношение в зависимости от нагрузки на ведомом валу, т. е. он непригоден для указанных целей.

Р ы ч а ж н ы й тип вариаторов является вариатором прерывного действия, и так как в нем отсутствуют элементы скольжения, обладает достаточно высоким к. п. д.

В качестве примера укажем на два типа механических вариаторов, выполненных в Англии.

Один из них (фиг. 2. 8) представляет собой фрикционный вариатор с роликами *6*, установленными между двумя ведущими дисками *2* с полутороидальными углублениями и одним ведомым диском *3*. Диски *2* закреплены на ведущем валу *1*. Ведомый диск *3* связан при помощи втулки *4* с валом.

Контактные поверхности элементов вариатора работают подобно радиально-упорным шарикоподшипникам. Скорость выходного вала поддерживается постоянной изменением угла наклона оси вращения роликов α. Скорости относятся, как $\frac{n_г}{n_д} = \frac{r}{R}$.



Фиг. 2. 9. Механический вариатор с использованием изменяющейся вязкости масла.

Габарит подобного устройства для привода генератора мощностью 30 *ква* при 8000 об/мин составляет 30×40×40 *см*³. Срок службы без ремонта — 800 час.

Второй тип вариатора (фиг. 2. 9) передает мощность силой трения в тонком слое масла, которое образуется между дисками ведущего и ведомого валов.

Масло, увлекаемое дисками в месте их сближения, сильно сжимается и увеличивает свою вязкость в 1000 раз, что повышает силу трения между дисками. Скорость вращения выходного вала поддерживается постоянной изменением расстояния между осями дисков.

Вес последнего типа вариатора для привода генератора мощностью 30 *ква* составляет 20÷23 *кг*.

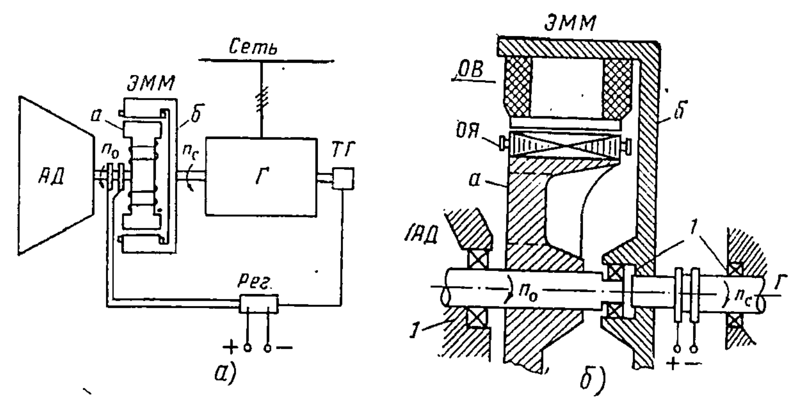
Общим недостатком всех механических вариаторов является то, что они громоздки, сложны конструктивно и трудноуправляемы. Так как в таких устройствах изменение передаточного отношения

происходит на ходу, то требуется приложить значительные усилия, т. е. исполнительный механизм регулятора частоты (электродвигатель, электромагнит, гидроцилиндр) должен быть значительной мощности. Вследствие этого система автоматического регулирования установки с механическими вариаторами относительно инерционна.

Электромагнитные муфты

В качестве устройства с переменным передаточным отношением может быть применена электромагнитная муфта.

Электромагнитная муфта фиг. 2. 10 состоит из двух основных вращающихся частей — якоря, подобного ротору асинхронного дви-



Фиг. 2. 10. Схема стабилизации скорости генератора при помощи электромагнитной муфты.

а—схема включения; *б*—конструктивная схема. *АД*—авиационный двигатель; *ЭММ*—электромагнитная муфта; *а*—ведущая часть *ЭММ*, *б*—ведомая часть *ЭММ*; *Г*—генератор; *ТГ*—тахогенератор; *Рег.*—регулятор; *ОВ*—обмотка возбуждения; *ОЯ*—короткозамкнутая обмотка якоря; n_0 и n_c—переменная и стабилизированная скорости.

гателя, и индуктора, подобного индуктору синхронной машины или машины постоянного тока.

Одна из частей муфты соединяется с двигателем и является ведущей, вторая — с валом генератора и является ведомой.

Очевидно, можно выполнить электромагнитную муфту с внешними или внутренними полюсами. Ведущим может быть либо якорь, либо индуктор. Ток возбуждения подводится к обмотке с помощью щеток через контактные кольца.

П р и н ц и п д е й с т в и я. При вращении ведущей части муфты в якоре наводится магнитным потоком индуктора э. д. с. с частотой

$$f_0 = \frac{pn}{60},$$

где p — число пар полюсов муфты;

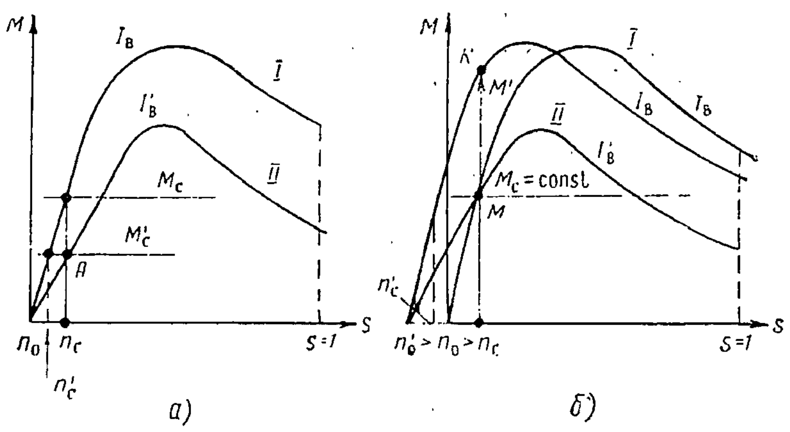
n — скорость вращения первичного двигателя — ведущей части муфты.

В короткозамкнутой обмотке якоря образуется магнитное вращающееся поле, которое, взаимодействуя с вращающимся полем индуктора, приведет якорь во вращение со скоростью $n<n_0$.

При этом частота тока в якоре, как и в асинхронной машине, будет

$$f=p\frac{n_0-n}{60}=f_0s,$$

где $s=(n_0-n)/n$ — скольжение муфты.



Фиг. 2.11. Механические характеристики ЭММ.

а — снижение момента сопротивления с M_c до M'_c; *б* — увеличение скорости вращения приводного вала с n_0 до n'_0.

В асинхронной машине вращающееся поле образуется неподвижной трехфазной обмоткой статора при питании его трехфазным током; в данном случае вращаются обмотки полюсов, обтекаемые постоянным током. Скольжение, как и в асинхронной машине, является функцией нагрузки.

Так как в передаче отсутствуют элементы трения, то такие муфты называются *электромагнитными муфтами скольжения*; в отличие от электромагнитных муфт трения.

Механические характеристики муфты такие же, как и у асинхронной машины.

Изменяя ток возбуждения муфты (аналогично изменению напряжения на зажимах асинхронной машины), можно менять характер механической характеристики $M=f(s)$, как это ясно из фиг. 2.11.

Нарушение номинальной скорости генератора — скорости ведомого вала n_0 муфты — может произойти в результате изменения активной нагрузки генератора, т. е. изменения тормозного момента

на валу ведомой части муфты, или изменения скорости вращения первичного двигателя, а следовательно, и скорости ведущей части муфты.

Допустим, что момент сопротивления (активная нагрузка генератора). M_c снизился до значения M'_c (фиг. 2. 11, *а*); тогда при неизменной скорости привода n_0 скорость генератора возрастает до значения n'_c. Чтобы скорость генератора сохранилась неизменной, необходимо уменьшить ток возбуждения муфты с $I_в$, соответствующего механической характеристике *I*, до $I'_в$, соответствующего механической характеристике *II*, так, чтобы механическая характеристика *II* прошла бы через точку *А* (на пересечении линии M'_c и линии n_c). Изменение тока возбуждения осуществляется автоматически регулятором возбуждения.

Допустим далее, что скорость приводного вала возросла с n_0 до n'_0 (фиг. 2. 11, *б*); тогда механическая характеристика *I*, сохраняя свою форму, сместится влево на $n'_0—n_0$ и скорость генератора начнет возрастать, так как момент сопротивления $M_c=\text{const}$, а момент вращения *М*, развиваемый муфтой, возрос до значения, пропорционального отрезку $M'=Kn_c$. Если бы ток возбуждения не регулировался, то скорость генератора возросла бы с n_c до n'_c; однако увеличение скорости приведет к тому, что тахогенератор даст импульс на регулятор и последний уменьшит ток возбуждения с $I_в$ до $I'_в$, т. е. муфта перейдет на характеристику *II*, которая соответствует большей скорости на ведущей стороне и номинальной скорости n_c на ведомой. Таким образом, изменяя ток возбуждения с помощью регулятора, можно автоматически сохранять неизменным значение скорости вращения ведомой части муфты, т. е. генератора.

Система регулирования получается сравнительно быстродействующей.

Как отмечалось, муфта имеет такую же, как и у асинхроиного двигателя, характеристику $M=f(s)$. Критическое скольжение $s_к$, соответствующее максимальному моменту, так же как и в асинхронном двигателе, пропорционально отношению активного сопротивления цепи якоря к полному сопротивлению всей цепи, т. е.

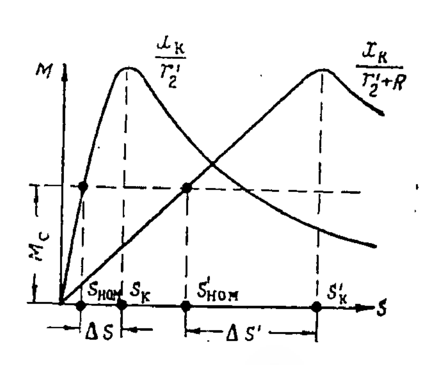
$$s_к=\frac{\sigma_1 r_2'}{\sqrt{r_1^2+x_к^2}}. \tag{2.1}$$

Для асинхронной муфты с нормальным короткозамкнутым ротором критическое скольжение составляет $s_к=0{,}05\div0{,}2$, и соответствующая муфта может быть применена для узкого диапазона изменения скорости, так как устойчивой частью характеристики является область от $s=0$ до $s=s_к$.

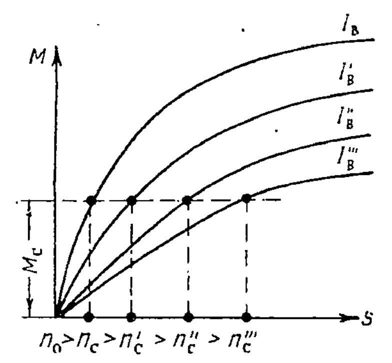
Для увеличения критического скольжения $s_к$ можно применить муфту с фазным якорем и внешним сопротивлением *R*, однако это

не дает должного эффекта, так как одновременно с увеличением $s_к$ повышается номинальное скольжение $s_{ном}$ (фиг. 2. 12), и диапазон устойчивой работы Δs возрастает мало.

Для расширения диапазона регулирования скорости можно использовать эффект вытеснения тока в проводниках (поверхностный эффект), т. е. свойство проводников увеличивать свое сопротивление с увеличением частоты протекающего по ним тока. Применение муфт, использующих эффект вытеснения тока,— муфт с глубоким пазом или муфт с двойной беличьей клеткой — позволяет устойчиво работать с большими скольжениями.



Фиг. 2. 12. Влияние внешнего сопротивления R на диапазон устойчивой работы муфты Δs.



Фиг. 2. 13. Муфта с якорем в виде массивного стального кольца.

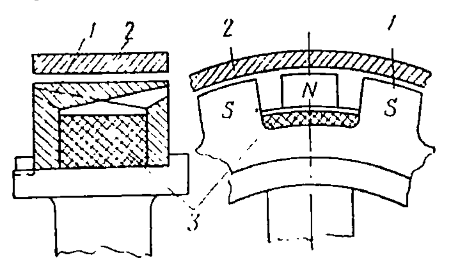
Наиболее благоприятную характеристику имеет муфта с якорем в виде массивного стального кольца (по типу массивного ротора К. И. Шенфера). Характеристика $M=f(s)$ такой муфты, как известно, теоретически не имеет опрокидывания при сколь угодно большом скольжении (фиг. 2. 13).

Для должного использования эффекта вытеснения тока необходимо применение достаточно высоких частот в якоре. Поэтому полюсная система такой муфты должна быть выполнена либо когтеобразного типа (фиг. 2. 14), либо индукторного типа (фиг. 2. 15).

В муфте с когтеобразной полюсной системой магнитный поток изменяется от $+\Phi_{max}$ до $-\Phi_{min}$. Индукторная муфта является параметрической машиной, в которой магнитный поток изменяется только от $+\Phi_{max}$ до $+\Phi_{min}$, т. е. не изменяет знака. Поэтому размеры активной части первой машины примерно в 2 раза меньше, чем у машин индукторного типа для одного и того же значения электромагнитного момента. Однако, в то время как в машине с когтеобразной полюсной системой увеличение числа полюсов ограничивается уменьшением механической прочности полюсных наконечников (когтей) и увеличением потока рассеивания между ними, в машине с индукторной полюсной системой увеличение числа полюсов (зубцов) практически не ограничено.

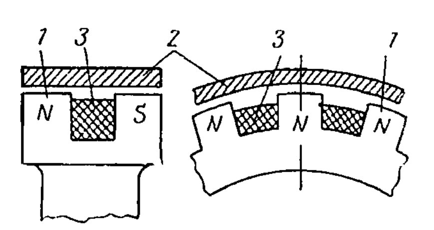
К электромагнитным муфтам скольжения с широким диапазоном регулирования скорости можно также отнести магнитно-жидкостную (эмульсионную) муфту, получившую в последнее время широкое применение.

Принцип действия ее состоит в следующем. Стальной диск или барабан, связанный с ведущим или ведомым валом муфты, вра-



Фиг. 2.14. Когтеобразная полюсная система.

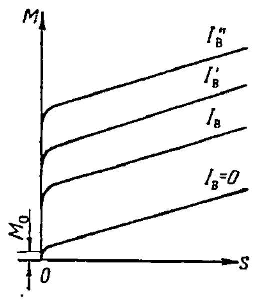
1—полюсы, 2—стальное кольцо, 3—обмотка возбуждения.



Фиг. 2.15. Индукторная полюсная система.

1—полюсы, 2—стальное кольцо, 3—обмотка возбуждения.

щается в зазоре некоторой магнитной системы; пространство этого зазора заполнено смесью масла с железными опилками определенной концентрации. При отсутствии тока возбуждения муфта способна передавать лишь небольшой момент M_c (3÷10%) максимального момента), обусловленный вязким трением диска или барабана в смеси и трением в уплотняющих устройствах муфты. При включении тока возбуждения муфты возникает магнитный поток, который стремится притянуть железные опилки смеси, прижимая их к диску или барабану; увеличиваются силы сцепления частиц друг с другом и как бы повышается вязкость смеси. Благодаря этому муфта становится способной передавать большие крутящие моменты, а изменяя ток возбуждения, можно плавно изменять скольжение муфты.



Фиг. 2.16. Механическая характеристика магнитно-жидкостной муфты.

Механические характеристики такой муфты приведены на фиг. 2.16.

Наклон характеристик определяется концентрацией рабочей смеси. Такая муфта может также работать в режиме полного отсутствия скольжения при выборе соответствующих концентраций смеси и тока возбуждения. Магнито-жидкостные муфты имеют меньшие размеры по сравнению с электромагнитными (сухими) муфтами при одном и том же передаваемом моменте; однако они сложнее в эксплуатации и имеют существенный недостаток, состоящий в том, что их рабочие скорости ограничиваются 2000÷3000 об/мин из-за вредного влияния центробежных сил на частички рабочей смеси.

В отличие от механических вариаторов, которые являются преобразователями момента вращения при неизменной мощности передачи, электромагнитная муфта является преобразователем мощности при постоянном моменте передачи. Момент, действующий на ведущую и ведомую части в установившемся режиме работы, один и тот же (электромагнитный), а скорости вращения различны.

Если n_0 — скорость вращения ведущей части, а n_c—скорость вращения ведомой части и M—электромагнитный момент муфты, который не зависит от скорости вращения, то мощность, подводимая к муфте, будет $P_0=n_0M$, а мощность, отбираемая от муфты,—$P_c=n_cM$. Разность этих мощностей составляет потери скольжения муфты

$$\Delta P=P_0-P_c=M(n_0-n_c). \qquad (2.2)$$

Следовательно, чем больше диапазон изменения скоростей вращения муфты, тем больше потери и меньше коэффициент полезного действия.

Если обозначить отношение $n_{0\,max}/n_{0\,min}=k$, то минимальный к. п. д. муфты от потерь скольжения будет

$$\eta_{min}=\frac{P_c}{P_c+\Delta P_{max}}=\frac{Mn_c}{Mn_c+M\,(n_{0max}-n_c)}=\frac{n_c}{n_{0max}}. \qquad (2.3)$$

Приближенно можно считать $n_c=n_{0min}$ (не учитывая скольжения при полном токе возбуждения муфты, так как оно обычно равно $3\div5\%$), т. е.

$$\eta_{min}\approx\frac{n_{0min}}{n_{0max}}=\frac{1}{k}, \qquad (2.4)$$

т. е. минимальный к. п. д. системы с электромагнитной муфтой скольжения обратно пропорционален диапазону изменения скорости приводного вала. Например, для

$$k=\frac{9000}{4000}=2{,}25, \quad \eta_{min}=\frac{1}{k}=0{,}445.$$

К. п. д. системы будет еще ниже, так как необходимо учесть потери в генераторе и обмотке возбуждения муфты.

Значительная мощность, выделяемая в муфте в виде тепла, затрудняет ее охлаждение, а это иногда приводит к увеличению ее размеров.

Вследствие указанных недостатков электромагнитные муфты скольжения эффективно применяют лишь для случаев:

а) узкого диапазона изменения скорости (работа с малыми скольжениями);

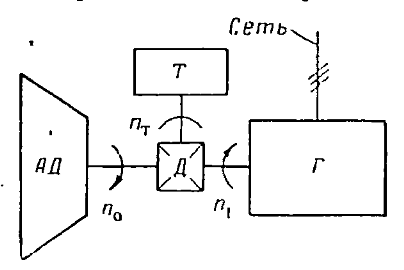
б) широкого диапазона регулирования скорости при работе на нагрузку вентиляторного характера, например, регулирования скорости вращения вентилятора аэродинамических труб (с увеличением скольжения уменьшается момент нагрузки);

в) широкого диапазона регулирования скорости при кратковременной работе.

Электромагнитные тормоза

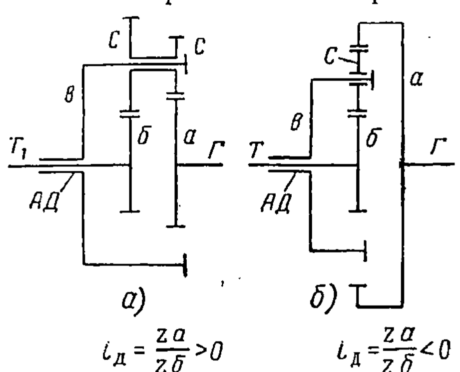
Помимо электромагнитных муфт, для поддержания постоянной скорости вращения генератора при изменении скорости привода могут быть применены электромагнитные тормоза. Схема применения тормоза для этой цели приведена на фиг. 2. 17.

Если при изменении скорости приводного вала n_0 соответствующим образом изменять скорость вращения вала тормоза $n_т$, т. е. тормозить его в большей или меньшей степени, то скорость вращения генератора $n_г$ можно поддерживать постоянной.



Фиг. 2. 17. Стабилизация скорости при помощи электромагнитного тормоза и дифференциала.

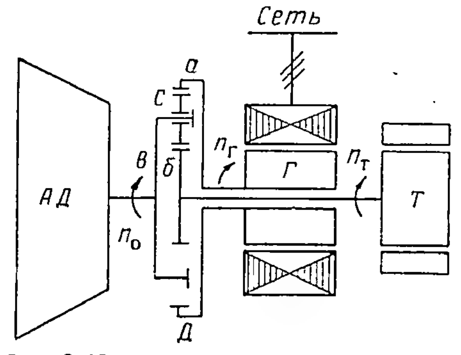
Д—механический дифференциал, разделяющий скорости и мощности, подводимые к генератору и тормозу, Т—управляемый электромагнитный тормоз переменной скорости.



Фиг. 2. 18. Схема механических дифференциалов.

а—центральное колесо постоянной скорости $n_г$; *б*—центральное колесо переменной скорости $n_т$; *в*—водило переменной скорости n_0; *с*—сателлиты.

Имеется несколько схем механических дифференциалов, но все они сводятся к двум группам: с положительным передаточным отношением простой передачи (при остановленном водиле) $i_д > 0$ (фиг. 2. 18, *а*) и с отрицательным отношением простой передачи $i_д < 0$ (фиг. 2. 18, *б*).



Фиг. 2. 19. Конструктивная схема стабилизации скорости электромагнитным тормозом и дифференциалом.

В зависимости от сочетания направления и скоростей вращения водила и центральных колес могут быть получены различные виды дифференциалов (разделяющие, суммирующие, с замедленным, ускоренным или промежуточным вращением ведомого вала).

Наиболее целесообразным для применения в схеме привода генератора является дифференциал по фиг. 2. 19, в котором ведущим

является водило *в*, к центральному колесу *а* присоединен генератор, а к центральному колесу *б* тормоз.

В этом случае все валы дифференциала имеют одинаковое направление вращения. Скорости вращения колес *а* и *б* распределяются в зависимости от соотношения моментов сопротивления на этих валах. Так, при равных моментах сопротивления колес *а* и *б* они вращаются с одинаковыми скоростями, равными скорости вращения водила *в*. При этом сателлит *С* не вращается вокруг своей оси и по отношению к центральным колесам. Если колесо *б* затормозить в большей степени, чем колесо *а*, то последнее получит бо́льшую скорость, так как вокруг своей оси будет вращаться сателлит *С*.

Кинематические соотношения дифференциала выражаются формулой Виллиса:

$$i_д = \frac{n_б - n_в}{n_a - n_в}, \tag{2.5}$$

где $i_д$ — передаточное отношение простой передачи.

Если обозначить

$$i_д = -\frac{z_a}{z_б} = -i_д',$$

$$n_в = n_0, \quad n_a = n_г \text{ и } n_б = n_т,$$

то

$$n_0(1 + i_д') = n_г i_д' + n_т. \tag{2.6}$$

Сила, действующая на ось сателлита, раскладывается поровну, и на зубья центральных колес действуют равные силы. Следовательно, моменты вращения, действующие на колеса *а* и *б*, относятся как числа зубьев (диаметров) этих колес, т. е.

$$\frac{M_г}{M_т} = \frac{z_a}{z_б} = i_д'. \tag{2.7}$$

С точки зрения размеров тормоза выгодно увеличить $i_д'$. Действительно, если тормоз является электрической машиной, то размеры якоря машины определяются значением момента, т. е.

$$D^2 l \equiv \frac{P_э}{n} \equiv M.$$

Выбор величины $i_д'$ определяется диапазоном изменения скоростей привода и максимальной скоростью тормоза $n_{т\,max}$.

Из (2.7) следует, что скорость привода

$$n_0 = \frac{n_г i_д' + n_т}{1 + i_д'}; \tag{2.8}$$

при максимальной скорости тормоза $n_{т\,max}$

$$n_{0max}=\frac{n_г i_д' + n_{т\,max}}{1+i_д'}; \tag{2.9}$$

при минимальной скорости тормоза $n_{т\,min}$

$$n_{0min}=\frac{n_г i_д' + n_{т\,min}}{1+i_д'}. \tag{2.10}$$

Диапазон изменения скоростей

$$k=\frac{n_{0max}}{n_{0min}}=\frac{n_г i_д' + n_{т\,max}}{n_г i_д' + n_{т\,min}}, \tag{2.11}$$

откуда передаточное отношение или отношение моментов

$$i_д'=\frac{M_г}{M_т}=\frac{n_{т\,max}}{n_г}\frac{1}{k-1}\left[1-k\frac{n_{т\,min}}{n_{т\,max}}\right]. \tag{2.12}$$

При $n_{т\,min}\to 0$

$$i_д'\approx\frac{n_{т\,max}}{n_г}\frac{1}{k-1}. \tag{2.13}$$

Скорость вращения тормоза определится из (2.12) как

$$n_{т\,max}=i_д' n_г (k-1)\left[1+\frac{k}{k-1}\frac{n_{т\,min}}{n_г i_д'}\right]. \tag{2.14}$$

При $n_{т\,min}\to 0$

$$n_{т\,max}\approx i_д' n_г (k-1) \quad и \quad \frac{n_{т\,max}}{n_г}\approx i_д' (k-1). \tag{2.15}$$

Максимальная мощность, поглощаемая тормозом, учитывая (2.14) и $M_т=M_г/i_д'$, равна

$$P_{т\,max}=M_т n_{т\,max}=M_г n_г (k-1)+\frac{M_г k n_{т\,min}}{i_д'}$$

или

$$\frac{P_{т\,max}}{P_г}=(k-1)\left[1+\frac{k}{k-1}\frac{n_{т\,min}}{n_г i_д'}\right]. \tag{2.16}$$

При $n_{т\,min}\to 0$

$$\frac{P_{т\,max}}{P_г}=k-1. \tag{2.17}$$

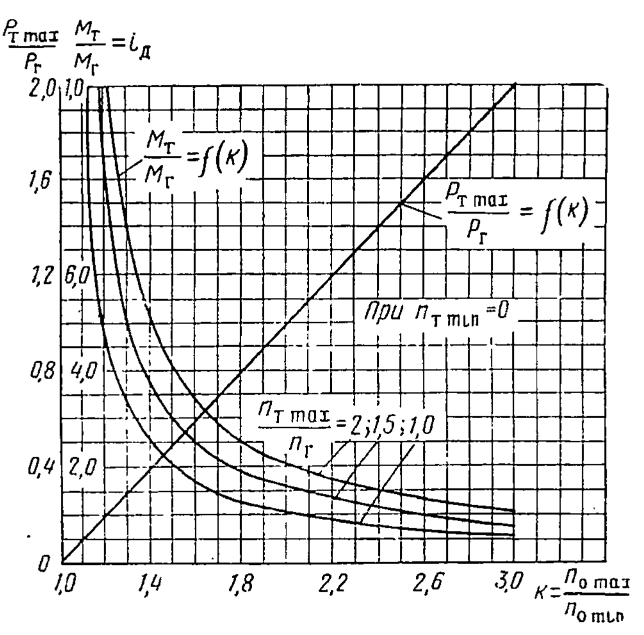
Минимальный к. п. д. установки от потерь скольжения в тормозе с учетом (2.16) будет

$$\eta_{т\,min}=\frac{P_г}{P_г+P_{т\,max}}=\frac{1}{k}\frac{1}{1+\frac{n_{т\,min}}{n_г i_д'}}. \tag{2.18}$$

При $n_{\text{т min}} \to 0$

$$\eta_{\text{т min}} \approx \frac{1}{k}, \tag{2.19}$$

т. е. такой же, как и у электромагнитной муфты. Таким образом, в *отношении потерь и к. п. д. электромагнитный тормоз и электромагнитная муфта равноценны.* На фиг. 2.20 приведены зависимости $i'_{\text{д}} = f(k)$ для $n_{\text{т max}}/n_{\text{г}} = 2 \div 1$ и $P_{\text{т max}}/P_{\text{г}} = f(k)$ при $n_{\text{т min}} \to 0$.



Фиг. 2.20. Относительное значение мощности и момента тормоза в зависимости от диапазона изменения скорости.

Анализ этих кривых показывает, что *применение тормоза имеет смысл при небольшом диапазоне изменения скорости вращения приводного двигателя.* При $k = 1{,}1 \div 1{,}2$ размеры тормоза будут приблизительно в $15 \div 5$ раз меньше размеров генератора и соответствующей муфты.

Максимальные потери на скольжение в тормозе при $n_{\text{т max}}$ составят только $10 \div 20\%$ мощности генератора. При меньших скоростях вращения привода ($n_0 < n_{0\,\text{max}}$) потери будут соответственно ниже. Таким образом, стабилизация скорости вращения при помощи электромагнитного тормоза и механического дифференциала может найти применение при н е б о л ь ш о м диапазоне изменения скорости.

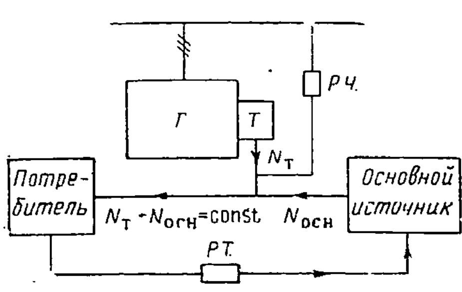
Для работы при ш и р о к о м диапазоне изменения скоростей электромагнитный тормоз также должен быть выполнен с глубоким

пазом, с массивным якорем (пустотелый стакан), гистерезисным или магнитножидкостным.

Возможно также применение фазного якоря с выводами во внешнюю цепь. В этом случае регулирование скорости тормоза осуществляется изменением величины активного сопротивления во внешней цепи якоря.

Таким образом, *по сравнению с электромагнитной муфтой электромагнитный тормоз имеет меньшие размеры, особенно при малом диапазоне изменения скорости привода.*

В установках с электромагнитными муфтами и тормозами можно уменьшить потери скольжения (улучшить к. п. д.) введением дополнительного ступенчатого регулирования, применением механического переключения скоростей привода или переключением числа полюсов синхронного генератора.



Фиг. 2.21. Схема использования энергии тормоза Р. Ч.— регулятор частоты; Р. Т.— регулятор температуры (давления и т. д.).

Кроме того, в установках с тормозом можно улучшить к. п. д., используя его как дополнительный источник энергии в какой-либо постоянно действующей системе самолета по схеме фиг. 2.21.

Такой системой может быть:

а) система обогрева летательного аппарата. В этом случае тормозом является электрический генератор переменного тока, питающий несколько секций системы обогрева. Переключая то или иное количество секций с питания их от тормоза на питание от основного источника, можно регулировать скорость вращения тормоза;

б) система наддува герметической кабины или охлаждения генератора. В этом случае тормозом является компрессор, расход воздуха которого автоматически изменяется регулятором частоты сети переменного тока;

в) топливная система или гидросистема. В этом случае тормозом является насос, расход которого автоматически изменяется регулятором частоты сети переменного тока.

Гидравлические устройства

Гидравлические муфты могут быть дроссельного, турбинного и объемного типов.

Муфты первых двух типов — с наличием скольжения, т. е. с постоянным моментом, а гидромуфты третьего, объемного типа — без

скольжения, т. е. с преобразованием момента (теоретически с постоянной мощностью).

Гидромуфта дроссельного типа является простейшей по конструкции. Она представляет собой насос любого типа, нагнетающая и всасывающая полости которого соединены между собой при помощи дроссельного устройства, а корпус насоса имеет возможность вращаться. Вал насоса является ведущим валом гидромуфты, а его корпус — ведомым (или наоборот).

Регулирование скорости вращения ведомого вала осуществляется поворотом дроссельной заслонки муфты. Теоретически скорость вращения ведомого вала может регулироваться в пределах от нуля (при полностью открытом дросселе) до скорости ведущего вала (при полностью закрытом дросселе).

Так как моменты, действующие на вал насоса и его корпус, равны, то регулирование скорости в такой муфте происходит за счет потерь мощности, т. е. ухудшения к. п. д. В связи с этим необходимо решать проблему отвода тепла, выделяемого в муфте при больших скольжениях.

Главный недостаток подобной муфты — это низкий к. п. д. и трудности охлаждения.

Гидромуфта турбинного типа представляет собой центробежные насос и гидродвигатель (турбину), объединенные в одно конструктивное целое.

Жидкость циркулирует по некоторому кругу циркуляции между насосом и турбиной без каких-либо соединительных трубопроводов между ними.

Если пренебречь утечкой, внешними вентиляционными и механическими потерями, то момент насоса и турбины будут равны. Поэтому изменение скорости вращения ведомой части насоса относительно ведущей (турбины) будет сопровождаться потерями скольжения, пропорциональными разности этих скоростей.

Величина скольжения муфты зависит от нагрузки и степени заполнения рабочей полости муфты жидкостью. Скорость ведомой части муфты обычно регулируют изменением степени заполнения рабочей полости муфты путем дросселирования поступающего в муфту масла. Такие муфты благодаря их компактности сравнительно малому весу и габаритам применялись в авиадвигателях для привода нагнетателя, а в последнее время нашли применение в автомобилях взамен коробки скоростей.

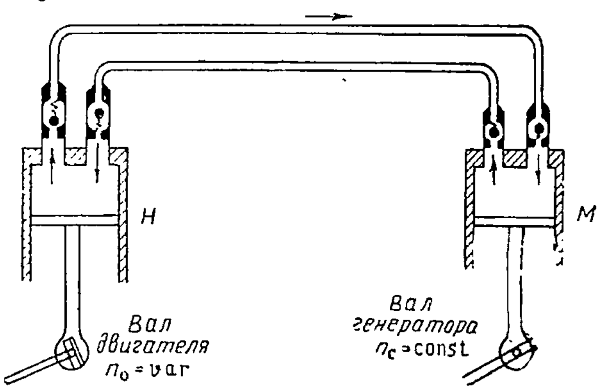
Дроссельные и турбинные гидромуфты имеют существенный недостаток — большие потери и низкий к. п. д. при работе с большим скольжением, подобно электромагнитным муфтам и тормозам. Этого недостатка лишены объемные гидромуфты.

Гидромуфта объемного типа не имеет этого недостатка. Для уяснения принципа действия гидромуфты с непрерывно изменяющимся передаточным отношением рассмотрим работу одного эле-

мента муфты, состоящего из двух цилиндров, из которых один является гидронасосом Н, а другой — гидромотором М.

Поршень гидронасоса, как видно из фиг. 2. 22, укреплен на валу с помощью кулачкового устройства, позволяющего изменять эксцентриситет приводного кулачка и этим регулировать ход поршня, т. е. изменять объем жидкости, всасываемой при каждом ходе насосом.

Насос питает гидромотор, скорость вращения вала которого зависит от количества поступающей жидкости, т. е. от производительности насоса Q.



Фиг. 2. 22. Схема работы элемента объемной гидромуфты.

Если присоединить вал гидронасоса к валу авиадвигателя, имеющего переменную скорость, то производительность насоса определится скоростью вращения n и величиной эксцентриситета ε, т. е. $Q \equiv \varepsilon n$.

Можно так автоматически регулировать величину эксцентриситета, чтобы при переменной скорости вращения вала производительность оставалась неизменной и, следовательно, скорость вращения вала гидромотора была постоянной.

Таким образом, получается непрерывное автоматическое изменение передаточного отношения между валом двигателя и валом генератора при помощи гидромуфты. В действительности гидромуфта имеет несколько подобных цилиндров. Такие гидромуфты называются объемными вследствие того, что изменение передаточного отношения в них производится изменением рабочего объема жидкости, прокачиваемого насосом за один его оборот.

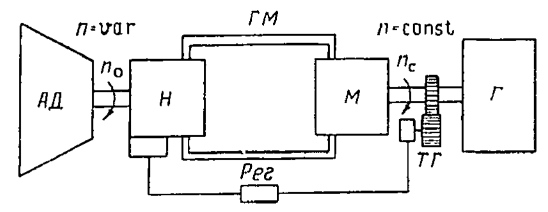
Наиболее простая схема использования объемной гидропередачи прямого действия показана на фиг. 2. 23.

Насос муфты приводится от авиадвигателя, а мотор муфты вращает вал генератора. Производительность насоса автоматически изменяется в зависимости от нагрузки генератора и скорости вращения авиадвигателя.

В этой системе вся мощность, потребляемая генератором, проходит через гидромуфту. К. п. д. такой муфты $\eta_м \approx 0,75$.

Следует отметить, что наиболее распространенный тип насоса переменной производительности — поршневой — допускает скорость вращения до 5000÷6000 об/мин.

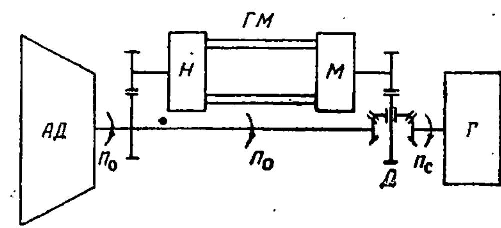
В дифференциальных гидромеханических системах генератор в основном приводится во вращение при помощи механической передачи, а гидравлическая передача только поддерживает скорость вращения генератора постоянной.



Фиг. 2.23. Гидропередача с плавно изменяющимся передаточным отношением.
ГМ—гидромуфта, Н—насос, М—мотор, ТГ—тахогенератор, Рег.—регулятор.

Так, если генератор имеет скорость $n=8000$ об/мин, а авиадвигатель — 3000÷8000 об/мин, то гидропередача должна добавлять скорость от 5000 до 0 об/мин.

Схема дифференциальной гидромеханической передачи приведена на фиг. 2.24. Применение такой схемы с односторонним вращением гидромотора позволяет повысить общий к. п. д. системы приблизительно на 10÷11%, а при двустороннем (реверсивном) вращении гидромотора — примерно на 17÷18%, вследствие того что через гидромуфту проходит только часть мощности, потребляемой генератором, и абсолютные потери в ней уменьшаются. Размеры гидромуфты в таких системах меньше размеров гидромуфты прямого действия (см. фиг. 2.23).

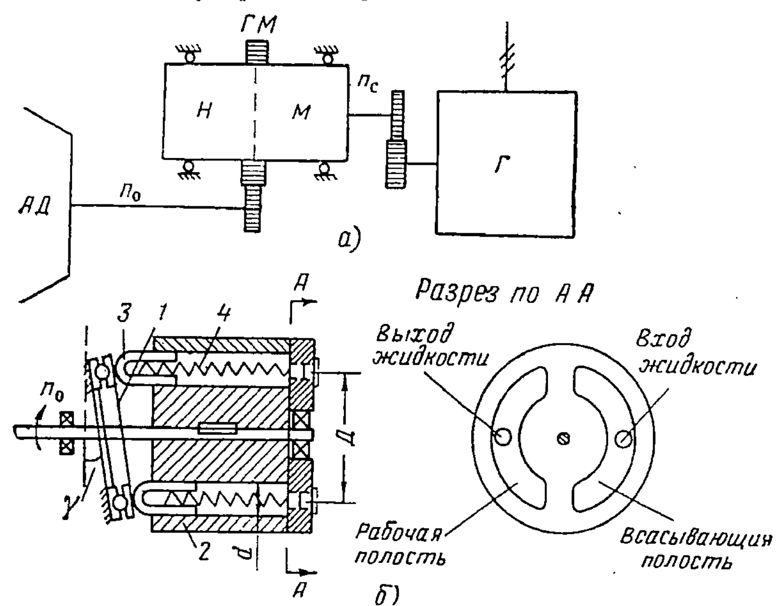


Фиг. 2.24. Схема гидромеханической передачи с дифференциалом (Д)

В авиации применяют объемную гидромуфту особого устройства. В ней разделение мощности, передаваемой генератором, происходит без каких-либо планетарных или дифференциальных механизмов; корпус насоса и корпус мотора конструктивно выполнены за одно целое и вращаются от авиадвигателя, а ротор гидромотора вращает генератор. Рабочие полости насоса и мотора замкнуты друг на друга и разделяются распределительно-клапанным устройством. Насос и гидромотор в этой муфте выполнены по типу поршневых с осевым перемещением поршней (фиг. 2.25).

С приводным валом связан барабан *2* (в гидромуфте барабаном является ее корпус, вращающийся от зубчатого колеса). В барабане по окружности диаметра D расположено несколько (z) поршней диаметром d. Поршни с помощью пружины *4* прижаты к косо

поставленной неподвижной шайбе 1. При вращении барабана поршни, скользя по наклонной шайбе, совершают возвратно-поступательное движение, причем в каждый момент времени поршни в одной половине барабана движутся в левую сторону и всасывают жидкость, а в другой половине (показанной на фиг. 2. 25, б) для данного направления вращения поршни движутся вправо, сжимая жидкость. Для уменьшения трения поршней о шайбу последняя выполнена в виде упорного шарикоподшипника.



Фиг. 2. 25. Конструктивная схема авиационной гидромуфты.

а—схема, *б*—принцип устройства гидромуфты.
1—наклонная шайба, *2*—корпус муфты, *3*—поршни, *4*—пружины.

Производительность (расход) такого насоса будет

$$Q = qn_н, \qquad (2.20)$$

где

$$qhz = \frac{\pi d_н^2}{4} D_н \operatorname{tg} \gamma_н z_н \qquad (2.21)$$

— объем жидкости, прокачиваемый за один оборот.

Таким образом,

$$Q = \frac{\pi d_н^2}{4} D_н n_н z_н \operatorname{tg} \gamma_н. \qquad (2.22)$$

Гидромотор устроен по тому же принципу, что и насос, но в нем возвратно-поступательное движение поршней преобразуется во вращательное движение косо поставленной шайбы. С последней связан выходной вал гидромотора.

Скорость вращения вала гидромотора на основании принципа обратимости гидромашин будет

$$n_{н}=\frac{Q}{\frac{\pi d_{м}^{2}}{4}D_{м}z_{м}\operatorname{tg}\gamma_{м}}. \qquad (2.23)$$

Если

$$D_{н}=D_{м}, \quad d_{м}=d_{н} \text{ и } z_{м}=z_{н},$$

то

$$n_{м}=n_{н}\frac{\operatorname{tg}\gamma_{н}}{\operatorname{tg}\gamma_{м}}. \qquad (2.24)$$

Таким образом, скорость вращения наклонной шайбы гидромотора будет во столько раз больше скорости вращения питающего его насоса, во сколько тангенс угла наклона шайбы насоса больше тангенса угла наклона шайбы гидромотора.

Поскольку в описываемой гидромуфте корпус насоса и корпус гидромотора представляют собой одно целое, то к скорости вращения наклонной шайбы гидромотора, получаемой гидравлическим путем за счет возвратно-поступательного движения поршней, будет добавляться скорость насоса $n_{н}$, т. е.

$$n_{м}=n_{н}\left(1+\frac{\operatorname{tg}\gamma_{н}}{\operatorname{tg}\gamma_{м}}\right). \qquad (2.25)$$

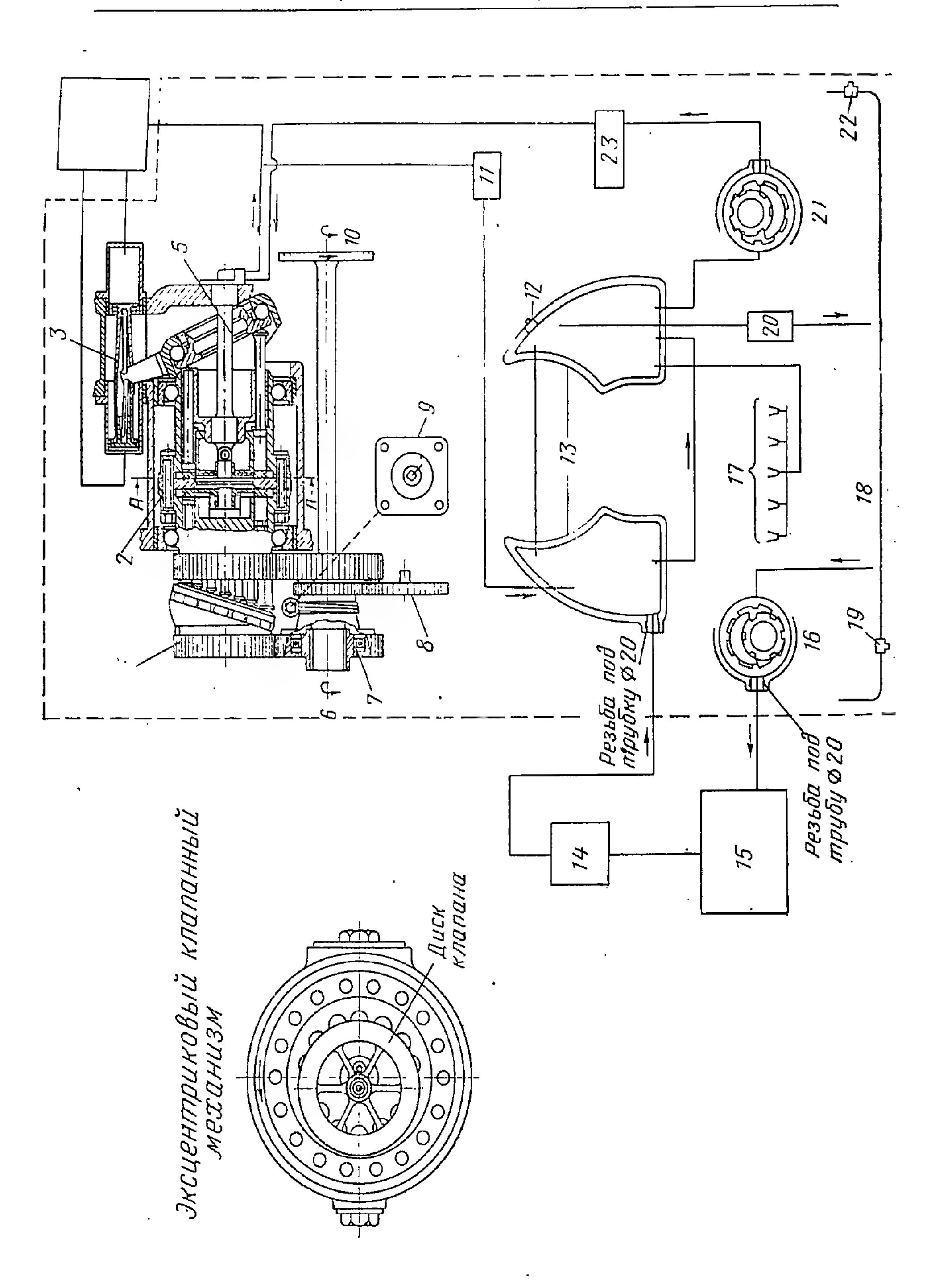
Скорость гидромотора зависит от соотношения величины и направления углов наклона γ шайб насоса и гидромотора.

Из (2. 25) следует, что если $\gamma_{н}=0$, то $n_{м}=n_{н}$, т. е. в этом случае гидромотор жестко связывается с насосом жидкостью в их рабочих плоскостях. Циркуляция жидкости отсутствует и передача мощности к генератору происходит чисто механическим путем. Некоторое проскальзывание ($n_{м}<n_{н}$) возможно лишь за счет утечек.

Если $\gamma_{н}$ положителен, т. е. шайба насоса наклонена в ту же сторону, что и шайба гидромотора, то отношение $\operatorname{tg}\gamma_{н}/\operatorname{tg}\gamma_{м}$ будет положительно и $n_{м}$ будет больше $n_{н}$. В этом случае насос будет подавать жидкость в рабочую полость гидромотора и его шайба получит дополнительное вращение относительно корпуса.

Если $\gamma_{н}$ отрицателен, т. е. шайба насоса наклонена в противоположную сторону по отношению к шайбе гиромотора, то отношение $\operatorname{tg}\gamma_{н}/\operatorname{tg}\gamma_{м}$ будет отрицательно и $n_{м}$ будет меньше $n_{н}$. В этом случае рабочая и всасывающая полости насоса меняются местами и шайба гидромотора получит дополнительное вращение за счет перемещения поршней, направленное в сторону, противоположную вращению корпуса.

Таким образом, изменяя наклон шайбы насоса гидромуфты, можно плавно изменять ее передаточное отношение, причем сама гидравлическая система муфты пропускает только часть мощности,


Эксцентриковый клапанный механизм
Диск клапана
Резьба под трубку Ф20
Резьба под трубу Ф20
2
3
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23

Фиг. 2.26. Схема системы гидропривода с переменным передаточным отношением.

1—наклонная шайба и зубчатка гидромотора постоянного объема, 2—ротор и блок цилиндров, 3—поршень сервопривода, 4—управляющий клапан, 5—переставная наклонная шайба гидронасоса переменной производительности, 6—ведомый вал привода 6000 об/мин, 7—муфта, 8—привод масляного насоса и насоса для компенсации утечки рабочей жидкости, 9—привод тахогенератора, 10—ведущий вал привода 2400—9000 об/мин, 11—предохранительный клапан, 12, 19 и 22—пробки, 13—отстойник (давление 1,05 *ат*), 14, 15 и 16—фильтр, радиатор и насос смазочного масла, 17—форсунки для смазки зубчаток, подшипников, наклонных шайб и других деталей привода, 18—отстойник, работающий при атмосферном давлении, 20—предохранительный клапан масляного насоса (1,05 *ат*), 21—насос для компенсации утечки рабочей жидкости, 23—фильтр.

передаваемой генератором; поэтому размеры такой гидромуфты меньше, чем в прямой схеме ее включения.

Однако в случаях, когда трудно разместить гидромеханическую муфту на двигателе, применяется чисто гидравлическая система (см. фиг. 2.23). Хотя в этой системе вес гидроагрегатов больше, но при этом тяжелая силовая проводка от мотоотсеков к центральной шине электросети заменяется легкими маслопроводами.

На фиг. 2.26 приведена система гидромеханической муфты с переменным передаточным отношением, выполненная фирмой Sunstrand для генератора мощностью 40 *ква* при 6000 об/мин.

В систему, помимо гидромеханической муфты (фиг. 2.27), входят: шестеренчатый масляный насос и фильтр для компенсации утечки (подкачки) масла в гидромуфте, приводимый от ведущего вала гидромуфты; шестеренчатый насос, радиатор и фильтр для смазки вращающихся частей муфты; спускной клапан, поддерживающий минимальное давление 18 *кг/см*² для линии управления перемещением наклонной шайбы; спускной клапан в системе смазки, поддерживающий минимальное давление в 1 *кг/см*²; автоматический регулятор, поддерживающий постоянство скорости ведомого вала и состоящий из тахогенератора, золотника и силового гидроцилиндра.

При изменении скорости вращения ведущего вала от 2400 до 9000 об/мин скорость ведущего вала поддерживается равной 6000 об/мин, при этом угол наклона шайбы насоса изменяется в пределах от +24° (при максимальном передаточном числе) до —5°30′ (при минимальном числе).

Блок цилиндра 2 приводится во вращение от ведущего вала привода при помощи зубчатых колес 26 и 27 со скоростью, пропорциональной скорости приводного двигателя. Правая часть блока цилиндра является гидронасосом переменной производительности, в котором ход поршня и толкателей 25 изменяется в зависимости от угла наклона переставной наклонной шайбы 5. Левая сторона блока цилиндра является гидромотором постоянного объема с установленной под неизменным углом шайбой 1. Шестеренчатый масляный насос для компенсации утечек масла также приводится в движение от ведущего вала привода, подавая масло при среднем давлении 18 *ат* и обеспечивая постоянное заполнение маслом цилиндрических полостей между поршнями и толкателями (24 и 25). Рабочее давление жидкости в гидромуфте — порядка 300 *кг/см*².

Сухой вес муфты 31 *кг*, размеры 760×460 *мм*, к. п. д. 0,75÷0,85. Муфта этого типа применяется с 1948 г. на самолетах США (В-36) и др. и принята для изготовления в Англии.

Электромашинные системы

Постоянную частоту можно получить, применяя комбинацию ряда электрических машин (каскадов). В табл. 2.8, где показаны основные типы каскадов с использованием коллекторных машин постоянного

Электромашинные системы (каскады) для

Тип каскада	Принципиальная схема каскада	Состав каскада (число машин)		
		постоянного тока	переменного тока	выпрямителей
Прямые схемы	Сеть; f=const; ГПТ; ДПТ; СГ; 28,5; n=var	2	1	—
	Сеть; f=const; ГПТ; ОП; 120; n=var	1	1	—
Дифференциальные схемы	Сеть; f=const; АПЧ; ГПТ; ДПТ; СГ; 120; n=var	2	2	—
	Сеть; f=const; АПЧ; ГПТ; ОП; 120; n=var	1	2	—

Таблица 2.8

получения тока постоянной частоты

Скорость машин при оптимальной скорости привода и $k = 2{,}25$ об/мин*	Расчетная мощность машин при генерируемой мощности 30 *ква* и $\cos\varphi = 0{,}75$	Минимальный к.п.д. каскада	Вес каскада *кг*	Примечание
$n_{ГПТ}=4000 \div 9000$ $n_{ДПТ}=n_{СГ}=6000$	$P_{СГ}=30$ *ква* $P_{ДПТ}=25$ *квт* $P_{ГПТ}=32$ *квт*	0,56	130	ГПТ—генератор постоянного тока ДПТ—двигатель постоянного тока СГ—синхронный генератор
$n_{ГПТ}=4000 \div 9000$ $n_{ОП}=6000$	$P_{ОП}=30$ *ква* $P_{ГПТ}=26{,}5$ *квт*	0,65	84	ОП—одноякорный преобразователь
$n_{ГПТ}=n_{АПЧ}=$ $=3550 \div 8000$ $n_{СГ}=n_{ДПТ}=0 \div 6700$	$P_{АПЧ}=30$ *ква* $P_{СГ}=24$ *ква* $P_{ДПТ}=16$ *квт* $P_{ГПТ}=21$ *квт*	0,59	113	АПЧ—асинхронный преобразователь частоты (асинхронная машина двухстороннего питания)
$n_{ГПТ}=n_{АПЧ}=$ $=3560 \div 8000$ $n_{ОП}=6700$	$P_{АПЧ}=30$ *ква* $P_{ОП}=24$ *ква* $P_{ГПТ}=16{,}5$ *квт*		97	

* $k = n_{max}/n_{min}$.

Тип каскада	Принципиальная схема каскада	Состав каскада (число машин)		
		постоянного тока	переменного тока	выпрямителей
Дифференциальные схемы	Сеть, f-const, СГ, ГПТ, ДПТ, АПЧ, n=var	2	2	—
	Сеть, f=const, СГ, В, ДПТ, АПЧ, n=var	1	2	1
	f=const, Сеть, ГПТ, ДПТ, БМ, n=var	2	1	—
	Сеть, МСД, f=const, ГПТ, СГ, ДПТ, n=var	1	2	—
Рекуперативные схемы	Сеть, f=const, АГ, ДПТ, 12U, ГПТ, СД, n=var	2	2	—

Продолжение

Скорость машин при оптимальной скорости привода и $k=2{,}25$ об/мин	Расчетная мощность машин при генерируемой мощности 30 *ква* и $\cos\varphi=0{,}75$	Минимальный к.п.д. каскада	Вес каскада *кг*	Примечание
$n_{СГ}=n_{ГПТ}=3550\div8000$ $n_{ДПТ}=n_{АПЧ}=0\div6700$	$P_{АПЧ}=30$ *ква* $P_{СГ}=18{,}3$ *ква* $P_{ГПТ}=16$ *квт* $P_{ДПТ}=12$ *квт*	0,67	109	АПЧ—асинхронный преобразователь частоты (асинхронная машина двухстороннего питания)
$n_{СГ}=3550\div8000$ $n_{ДПТ}=n_{АПЧ}=0\div6700$	$P_{АПЧ}=30$ *ква* $P_{СГ}=32$ *ква* $P_{В}=16$ *квт* $P_{ДПТ}=12$ *квт*	0,72	100	*В*—кремниевый выпрямитель
$n_{ГПТ}=3550\div8000$ $n_{ДПТ}=4450\div0$ $n_{синхр.БМ}=8000$	$P_{ДПТ}=14$ *квт* $P_{ГПТ}=18{,}7$ *квт* $P_{БМ}=30$ *ква*	0,65	96	*БМ*—биротативная машина
$n_{ГПТ}=4000\div9000$ $n_{ДПТ}=0\div10\,000$ $n_{СГ}=6000$	$P_{ГПТ}=16{,}5$ *квт* $P_{ДПТ}=12{,}5$ *квт* $P_{СГ}=30$ *ква*	0,68		*МСД*—суммирующий дифференциал
$n_{АГ}=n_{ДПТ}=4000\div9000$ $n_{СД}=n_{ГПТ}=10\,000$	$P_{АГ}=30$ *ква* $P_{СД}=17$ *ква* $P_{ГПТ}=12{,}8$ *квт* $P_{ДПТ}=9{,}6$ *квт*	0,56	90	*АГ*—асинхронный генератор. Требует наличия синхронного компенсатора или синхронного генератора в питающей сети

Тип каскада	Принципиальная схема каскада	Состав каскада (число машин)		
		постоянного тока	переменного тока	выпрямителей
	Сеть; f=const; АГ; ДПТ; В; n=var	1	1	1
	Сеть; f=const; СГ; ДПТ; 120; ГПТ; АД; n=var	2	2	—
Рекуперативные схемы	Сеть; f=const; ЭММ; ДПТ; СГ; В; n=var	1	2	1
	Сеть; f-const; ЭММ; ДПТ; ГПТ; n=var	2	1	—
	Сеть; f=const; МРД; ДПТ; СГ; ГПТ; n=var	2	1	—

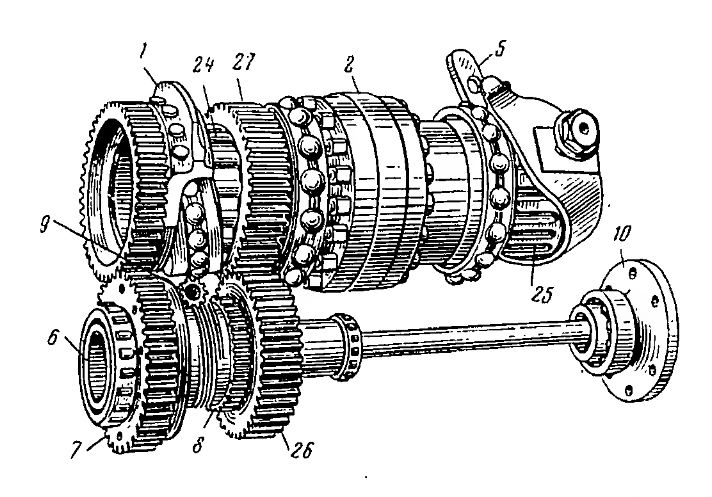
Продолжение

Скорость машин при оптимальной скорости привода и $k = 2{,}25$ об/мин	Расчетная мощность машин при генерируемой мощности 30 *ква* и $\cos\varphi = 0{,}75$	Минимальный к.п.д. каскада	Вес каскада *кг*	Примечание
$n_{АГ}=n_{ДПТ}=4000\div9000$	$P_{АГ}=30$ *ква* $P_{В}=25$ *квт* $P_{ДПТ}=18{,}7$ *квт*	0,72	64	*АГ*—асинхронный генератор. Требует наличия синхронного компенсатора или синхронного генератора в питающей сети
$n_{СГ}=n_{ДПТ}=4000\div9000$ $n_{АД}=n_{ГПТ}=0\div10\,000$	$P_{АД}=30$ *ква* $P_{СГ}=58$ *ква* $P_{ГПТ}=21$ *квт* $P_{ДПТ}=15{,}7$ *квт*	0,5	111	*АД*—асинхронный двигатель
$n_{ДПТ}=4000\div9000$ $n_{СГ}=4000$	$P_{СГ}=30$ *ква* $P_{В}=28$ *квт* $P_{ДПТ}=21$ *квт* $P_{ЭММ}=50$ *квт*	0,54	127	*В*—кремниевый выпрямитель *ЭММ*—электромагнитная муфта
$n_{ДПТ}=4000\div9000$ $n_{ГПТ}=0\div5000$ $n_{синхр.\,ЭММ}=4000$	$P_{ГПТ}=21$ *квт* $P_{ДПТ}=15{,}7$ *квт* $P_{ЭММ}=30$ *ква*	0,56	110	
$n_{ДПТ}=3600\div8100$ $n_{СГ}=6000$ $n_{ГПТ}=0\div11\,000$	$P_{СГ}=30$ *ква* $P_{ГПТ}=23$ *квт* $P_{ДПТ}=17$ *квт*	0,6	72	*МРД*—разделяющий дифференциал

тока, приведены приближенные значения мощностей машин, входящих в каскады, их примерный вес и к. п. д. системы в целом.

Возможно применение каскадов трех типов: *прямые, дифференциальные и рекуперативные.*

В прямых схемах (1 и 2) вся мощность, генерируемая каскадом, проходит через все машины. Генераторы постоянного тока в схемах 1 и 2 могут быть заменены синхронными генераторами изменяющейся частоты в соединении с выпрямителем.



Фиг. 2. 27. Гидромеханическая муфта (корпус снят).

24 и 25—поршни гидромотора и гидронасоса, 26 и 27—приводные зубчатые колеса.

В дифференциальных и рекуперативных схемах происходит сложение или разделение частот, которое может быть произведено при помощи: а) асинхронной машины (одна часть вращается), б) биротативной машины (две части вращаются) и в) механического дифференциала (три части вращаются).

В дифференциальных схемах (3÷8) мощность, генерируемая каскадом, поступает по двум параллельным путям, которые сходятся в особой машине, выполняющей роль смесителя.

Смесителем скоростей (и мощностей) в дифференциальных схемах служит асинхронный преобразователь частоты АПЧ в схемах 3÷6, биротативная машина БМ в схеме 7 или механический суммирующий дифференциал МСД в схеме 8.

Энергетическая схема подобных каскадов (без учета потерь) приведена на фиг. 2. 28, *а*, где

$P_{пост}$ — мощность, проходящая по звену постоянного тока;

$P_{пер}$ — мощность, проходящая по звену переменного тока;

$P_{каск}=P_{ген}$—мощность, генерируемая каскадом.

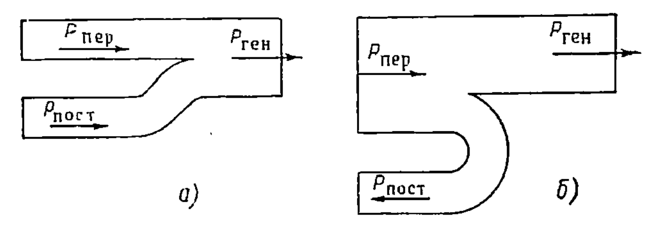
Мощность $P_{пост}$ изменяется от нуля до максимума, определяемого диапазоном изменения скоростей привода, т. е.

$$P_{пост} \approx P_{каск}\left(1 - \frac{1}{k}\right),$$

где

$$k = \frac{n_{прив\ max}}{n_{прив\ min}}.$$

Схема 6, где использован твердый выпрямитель В, имеет преимущество, состоящее в возможности вынесения основного генерирующего агрегата В+ДПТ+АПЧ от первичного двигателя.



Фиг. 2.28. Энергетическая схема электромагнитных каскадов.

а—дифференциальные схемы, б—рекуперативные схемы.

Биротативная машина (БМ) в схеме 7 является синхронным генератором, у которого «статор» вращается принудительно в сторону, противоположную ротору. Частота переменного тока, снимаемого с ее колец, равна

$$f_{БМ} = p\frac{n_{ст} + n_{рот}}{60}.$$

Недостатком биротативной машины является относительная сложность ее конструкции (две системы подшипников, три силовых контактных кольца и др.).

В рекуперативных схемах (9÷14) на генерирование переменного тока постоянной частоты идет часть мощности, отбираемой от первичного двигателя, остальная часть этой мощности возвращается обратно в двигатель после ряда преобразований. Энергетическая схема подобных каскадов (без учета потерь) показана на фиг. 2.28, *б*.

Здесь максимальная мощность $P_{пост}$ также определяется диапазоном изменения скоростей привода, т. е.

$$P_{пост} \approx P_{каск}\left(1 - \frac{1}{k}\right).$$

Рекуперативные схемы 9, 11 и 13 получаются соответственно из дифференциальных схем 3, 5 и 7 путем изменения возбуждения машин ГПТ и ДПТ.

При этом АПЧ переходит в режим асинхронного генератора АГ (схема 9) и в режим асинхронного двигателя (схема 11), СГ переходит в режим синхронного двигателя СД, а биротативная машина БМ — в режим электромагнитной муфты ЭММ, энергия скольжения которой является полезной.

Исходя из этого возможно использование одного и того же каскада и как дифференциального на одной половине диапазона изменения скорости привода, и как рекуперативного — на другой половине (двустороннее регулирование). При этом возбуждение одной из машин постоянного тока должно иметь возможность плавно менять свою полярность. Помимо рекуперации энергии первичному двигателю (в схемах 10 и 12), может быть применена рекуперация энергии в сеть постоянного тока самолета, если таковая имеется. Для этого перед выпрямителем В необходимо поставить трансформатор с регулируемым коэффициентом трансформации, а выход выпрямителя включить на сеть. Однако исследования показали, что сеть постоянного тока должна иметь при этом значительно бо̀льшую мощность, чем вырабатываемая каскадом мощность переменного тока.

Регулирование частоты каскада при изменении скорости приводного вала или изменении нагрузки сети производится путем изменения возбуждения двигателя постоянного тока или возбуждения питающего этот двигатель генератора.

Как показывает приблизительный расчет, относительный вес электромашинных систем, довольно высок (3÷3,5 *кг/ква*), а к. п. д. относительно низок (0,55÷0,7). Кроме того, остается коллектор у одной или двух машин каскада, что снижает надежность энергоснабжения самолета; поэтому их применение для современного диапазона скоростей авиационного привода не может быть рекомендовано. Они могут найти применение лишь при узком диапазоне скоростей привода.

ВЫВОДЫ

1. Переменный ток постоянной частоты наиболее рационален для авиационной энергосистемы.

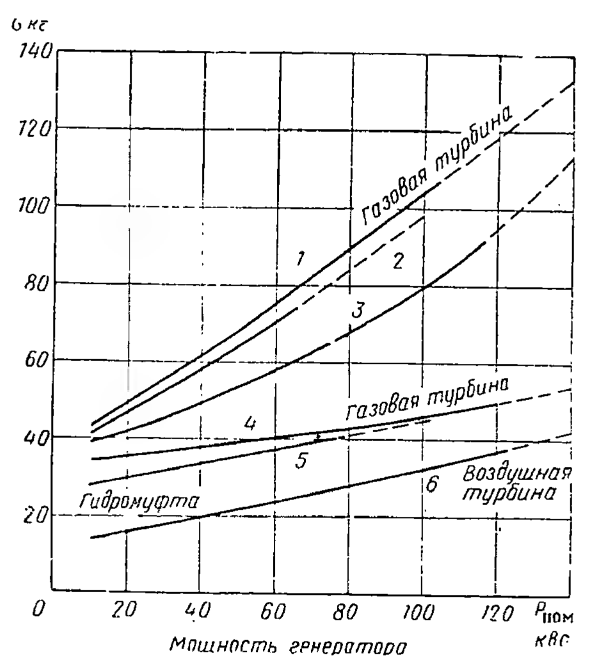
2. Постоянная частота генератора при малом диапазоне изменения скорости вращения первичного двигателя может быть получена при помощи электромагнитной муфты (тормоза), гидромуфты турбинного (дроссельного) типа или электромашинных систем.

3. При большом диапазоне изменения скорости вращения первичного двигателя постоянство скорости вала генератора может быть осуществлено при помощи гидромуфты объемного типа, у которой $\eta \approx 0{,}85$ и относительный вес равен (1÷1,2) *кг/квт*.

4. Электромагнитные и гидромуфты обеспечивают надежную параллельную работу генераторов переменного тока и поддержание постоянства частоты с точностью порядка $\pm 0{,}5\%$.

5. Автономный и полуавтономный привод генератора при помощи воздушной или газовой турбины с большой скоростью вращения находит применение в авиации. Установка с воздушной турбиной легче, а с газовой турбиной тяжелее, чем привод с гидромеханической муфтой, уступая последнему в отношении к. п. д. (фиг. 2. 29).

6. Применение муфты для преобразования скорости может оказаться полезным и в системах с генераторами постоянного тока.



Фиг. 2. 29. Сравнение веса некоторых устройств получения постоянной частоты.

1—воздушная турбина на 24 000 об/мин; 2—гидромеханический привод на 6000 об/мин, 3—газовая турбина на 12 000 об/мин, 4—агрегат, состоящий из воздушной турбины, генератора и регулятора, 5—генератор с гидромеханическим приводом, 6—агрегат, состоящий из газовой турбины, генератора и регулятора.

Последние при постоянной повышенной скорости вращения будут иметь большую мощность при тех же габаритах, меньший относительный вес и лучшие эксплуатационные характеристики.

7. Электромашинные системы преобразования частоты, по-видимому, не найдут применения в авиации, так как они обычно имеют коллекторы и громоздки.

8. Электрические системы преобразования частоты будут рассмотрены во второй части книги. Как будет там показано, в свете новейших достижений в области полупроводников и кристаллических триодов они могут оказаться пригодными и для применения в авиации.

Глава III

АВИАЦИОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АВИАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Генераторы переменного тока в основном можно классифицировать в соответствии с табл. 2. 1.

Практическое значение для авиации имеют первые три типа генераторов. Синхронные генераторы с электромагнитным или магнитным возбуждением применяются в трехфазном и однофазном исполнении напряжением 208/120 *в* для основной сети, 36 и 120 *в*— для преобразователей. Синхронные генераторы индукторного типа применяются главным образом в однофазном исполнении напряжением 120 *в*.

Серию трехфазных генераторов на 400 *гц* для питания основной сети самолета можно представить в виде табл. 3. 1.

Таблица 3. 1

Серия трехфазных генераторов 400 *гц*

Мощность $S_{ном}$ *ква/квт*	15/11,25	30/22,5	45/33,75	60/45	80/60	100/75
Скорость *n* об/мин	8000		6000			
Число полюсов 2*p*	6		8			
К.п.д. η	0,85	0,88	0,90	0,92	0,94	0,95
Вес *G*, *кг*	20	30	42	54	70	80

Данная серия имеет коэффициент мощности cos φ=0,75; охлаждение — продув встречным потоком воздуха; перегрузка — 150% в течение 2 мин. при 208 *в* и 200% (по току) — в течение 5 сек. при 187 *в*.

Серию генераторов на 400 *гц* для преобразования можно представить в виде следующего ряда мощностей:

Мощность $S_{ном}$ *ква*	0,05	0,1	0,175	0,25	0,5	0,75
	1,0	1,5	3,0	4,5	6,0	10

Генераторы данной серии имеют число фаз $m=3$ и 1 и коэффициент мощности $\cos\varphi=0{,}6\div0{,}9$ в зависимости от области применения.

Напряжение в зависимости от числа фаз и области применения обычно равно 208/120, 36 и 120 *в*; охлаждение — самовентиляция.

Вес и к. п. д. генераторов приведены при их работе до высоты 15 *км*. При повышении высоты к. п. д. генераторов снижается и возрастает их вес.

При мощностях до 1,5 *ква* применяют *индукторные, магнитоэлектрические* и *синхронные* генераторы. При мощностях 3 *ква* и более — *синхронные* с *электромагнитным возбуждением*.

Синхронные генераторы с электромагнитным возбуждением

Выбор типа синхронного генератора. В машинах малой мощности и низкого напряжения возможно выполнение синхронных генераторов с внутренними или с внешними полюсами — по типу машин постоянного тока.

Генераторы, предназначенные для основной электросистемы (мощностью до 30 *ква*), и генераторы, идущие для комплектования преобразователей (мощностью до 10 *ква*), выполняются либо с внутренними, либо с внешними полюсами. Генераторы мощностью 30 *ква* и более выполняются обычно с внутренними полюсами.

Синхронные машины с внешними полюсами при малых мощностях имеют следующие преимущества:

а) при одинаковом диаметре якоря увеличивается площадь для размещения обмотки возбуждения;

б) упрощается конструкция ротора, так как крепление вращающихся полюсов и обмоток возбуждения при малых диаметрах машины затруднено;

в) магнитная система может служить одновременно корпусом машины;

г) можно использовать имеющиеся модели машин постоянного тока;

д) улучшаются условия для прохождения охлаждающего воздуха в двигателях-генераторах, так как обычно двигатель и генератор выполняются с одинаковым количеством полюсов и одинаковыми диаметрами якоря;

е) система регулирования преобразователей упрощается, так как обмотка возбуждения более доступна.

В то же время такие машины обладают и существенными недостатками:

а) необходимо снимать переменный ток с контактных колец, что значительно увеличивает конструктивную длину машины и потери, особенно при низких напряжениях (в трехфазных машинах с заземленным нулем число контактных колец равно четырем);

наличие скользящего контакта в цепи переменного тока приводит к увеличению «перекоса напряжения» по фазам и затрудняет повышение точности регулирования напряжения, так как падение напряжения в контакте может быть неодинаковым и изменяющимся во времени;

б) для повышения точности регулирования напряжения важно, чтобы магнитная цепь имела минимальный гистерезис, тогда как машины с внешними полюсами всегда имеют более длинный путь силовой линии в нешихтованном участке стали, что уменьшает возможности точного регулирования;

в) потери, выделяемые в роторе (якоре), обычно значительно превосходят величину потерь, выделяемых в статоре (индукторе), т. е.

$$P_{м2}+P_{с}+P_{мех}>P_{м1},$$

однако отвод тепла с поверхности ротора при больших высотах и скоростях полета затруднен;

г) при одинаковом наружном диаметре, который представляет наибольший интерес, размер якоря меньше у машин с внешними полюсами, а следовательно, и степень использования таких машин ниже.

В самом деле, в машине с внутренними и внешними полюсами наружный диаметр определяется соответственно уравнениям:

$$D_{н1}=D_1\left(1+\frac{\gamma_1}{p}\right) \quad \text{и} \quad D_{н2}=D_2\left(1+\frac{\gamma_2}{p}\right), \tag{3.1}$$

где

$$\gamma_1=\frac{h_{п}+h_{я}}{\tau}\pi \quad \text{и} \quad \gamma_2=\frac{h_{м}+h_{я}+\delta}{\tau}\pi, \tag{3.2}$$

$h_{п}$, $h_{я}$ и $h_{м}$ — соответственно высота паза, ярма и полюса (магнита).

Индекс „1" относится к машинам с внутренними полюсами, а индекс „2" — к машинам с внешними полюсами.

Следовательно, при одинаковых внешних диаметрах машин, т. е. $D_{н1}=D_{н2}$, из (3.1) и (3.2) получается, что

$$D_1\left(1+\frac{\gamma_1}{p}\right)=D_2\left(1+\frac{\gamma_2}{p}\right) \tag{3.3}$$

и отношение

$$k_D=\frac{D_1}{D_2}=\frac{\gamma_2+p}{\gamma_1+p}. \tag{3.4}$$

Если принять приближенно значение коэффициентов $\gamma_1\approx1{,}2\div1{,}25$ и $\gamma_2\approx2{,}5\div2{,}8$, то отношение диаметра якоря машины с внутренними полюсами (D_1) к диаметру машины с внешними полюсами (D_2) в зависимости от числа полюсов приближенно будет равно:

$2p$	4	6	8	10
$k_D = \frac{D_1}{D_2}$	1,40	1,30	1,25	1,2

Таким образом, при одном и том же наружном диаметре машины диаметр якоря генератора с внутренними полюсами будет больше, а следовательно, его мощность при прочих равных условиях возрастет.

Последнее обстоятельство почти сводит на нет ранее перечисленные преимущества электрических машин с внешними полюсами.

Генераторы для главной сети электроснабжения, особенно мощностью 30 *ква* и более, имеет смысл выполнять с внутренними полюсами. Для преобразователей выбор типа генератора определяется конкретными условиями применения (мощностью, числом фаз, схемой регулирования и т. д.) и должен обсуждаться в каждом частном случае.

При больших окружных скоростях ($v>50$ *м/сек*) крепление внутренних полюсов затруднено. В этом случае могут быть применены синхронные неявнополюсные машины, у которых обмотка возбуждения укладывается в пазы и надежно закрепляется клиньями и бандажными кольцами.

Окружная скорость синхронных неявнополюсных машин может быть доведена до 200 *м/сек*, если выполнить ротор из прутковой стали 30ХГСА.

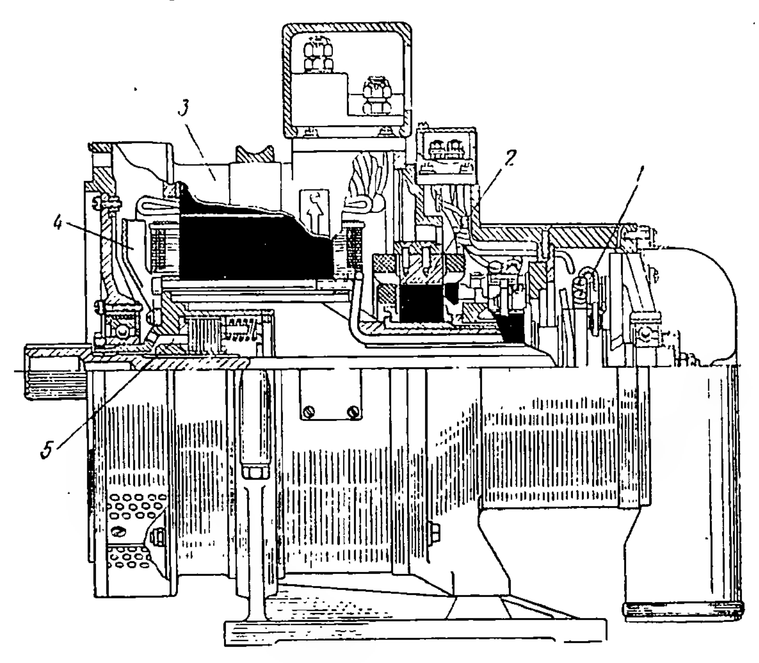
При окружных скоростях менее 100 *м/сек* ротор может быть выполнен из листовой стали; однако и при этих скоростях часто имеет смысл применение нешихтованного ротора. Увеличение механических потерь (потерь трения) при больших скоростях вращения не приводит к резкому снижению к. п. д. генератора, так как при высотных полетах плотность воздуха уменьшается.

При приводе авиационных генераторов от специальной воздушной или газовой турбины их обычно выполняют двух- или четырехполюсными, т. е. при 12 000÷24 000 об/мин, применяя неявнополюсную конструкцию.

Особенности и основы конструкции авиационных синхронных генераторов

Авиационные синхронные генераторы отличаются от генераторов общего применения: а) меньшим сроком службы — 500 час. вместо 10÷20 лет; б) частотой (скоростью вращения) — 400 *гц* вместо 50; в) интенсивной системой охлаждения — продув встречным потоком воздуха, испарение жидкости на внутренней

поверхности, охлаждение жидкостью, имеющей положительную или отрицательную температуру и т. д.; г) повышенным значением электрических (A и j) и тепловых (A_t) нагрузок; д) некоторыми конструктивными элементами. В то же время в них сохраняются практически неизменными магнитные нагрузки (B_δ и B_c) и общая компоновка конструкции.



Фиг. 3. 1. Авиационный трехфазный явнополюсный синхронный генератор изменяющейся частоты мощностью 30 *ква*, 400÷800 *гц* при 4000—8000 об/мин.

1—контактные кольца и щетки, 2—возбудитель, 3—генератор, 4—вентилятор, 5—встроенная муфта.

Как указывалось ранее, авиационные генераторы более чем в 10 раз легче генераторов общего применения, на 20÷25% легче авиационных генераторов постоянного тока и имеют значительно более высокий к. п. д.

В авиации нашли применение явнополюсные и неявнополюсные синхронные генераторы.

Явнополюсные генераторы выполняются с внешним или внутренним якорем. На фиг. 3. 1—3. 3 показана общая компоновка конструкции авиационной явнополюсной машины трехфазного тока с внешним якорем.

На фиг. 3. 4—3. 7 показана общая компоновка конструкции авиационного генератора с внутренним якорем. Генератор фиг. 3. 5 выполнен с тремя контактными кольцами без вывода нулевой точ-

ки. В генераторе фиг. 3.6 и 3.7 предусмотрен вывод нулевой точки.

Генераторы, выполненные с внутренними явно выраженными полюсами, обычно имеют возбудитель, расположенный на валу генератора, и контактные кольца, вынесенные за возбудитель (см. фиг. 3.1) или расположенные между генератором и возбудителем (см. фиг. 3.2).

Возбудитель и контактные кольца расположены на стороне, противоположной приводу. Если питание цепи возбуждения осуществляется от постороннего источника постоянного тока, то возбудитель отсутствует и аксиальные размеры машины значительно сокращаются. Крепление станины генератора к приводному двигателю— фланцевое. Крепление гибкого вала генератора к валу привода — при помощи шлицевого конца гибкого вала (см. фиг. 3.2).

Гибкий вал генератора соединяется с полой втулкой ротора либо при помощи конуса, либо при помощи шлицев (см. фиг. 3.2).

В генераторах с внутренними явновыраженными полюсами важно обеспечить надежное крепление полюсов и обмоток возбуждения, расположенных на полюсах. В генераторах с внешними полюсами важно обеспечить надежное крепление лобовой части обмоток якоря при помощи бандажей, выполненных в виде полого цилиндра и насаженных на лобовую часть обмотки, либо при помощи проволочных бандажей (первое надежнее, хотя дороже и сложнее в производстве). Полая втулка ротора, на которой монтируются полюса с обмоткой возбуждения, либо сердечник якоря с обмоткой якоря, расположена на двух шариковых подшипниках. Для усиления охлаждения ротора и возможности работы при отсутствии продува (с пониженной мощностью) на валу ротора генератора устанавливается вентилятор, имеющий диаметр, примерно равный диаметру ротора.

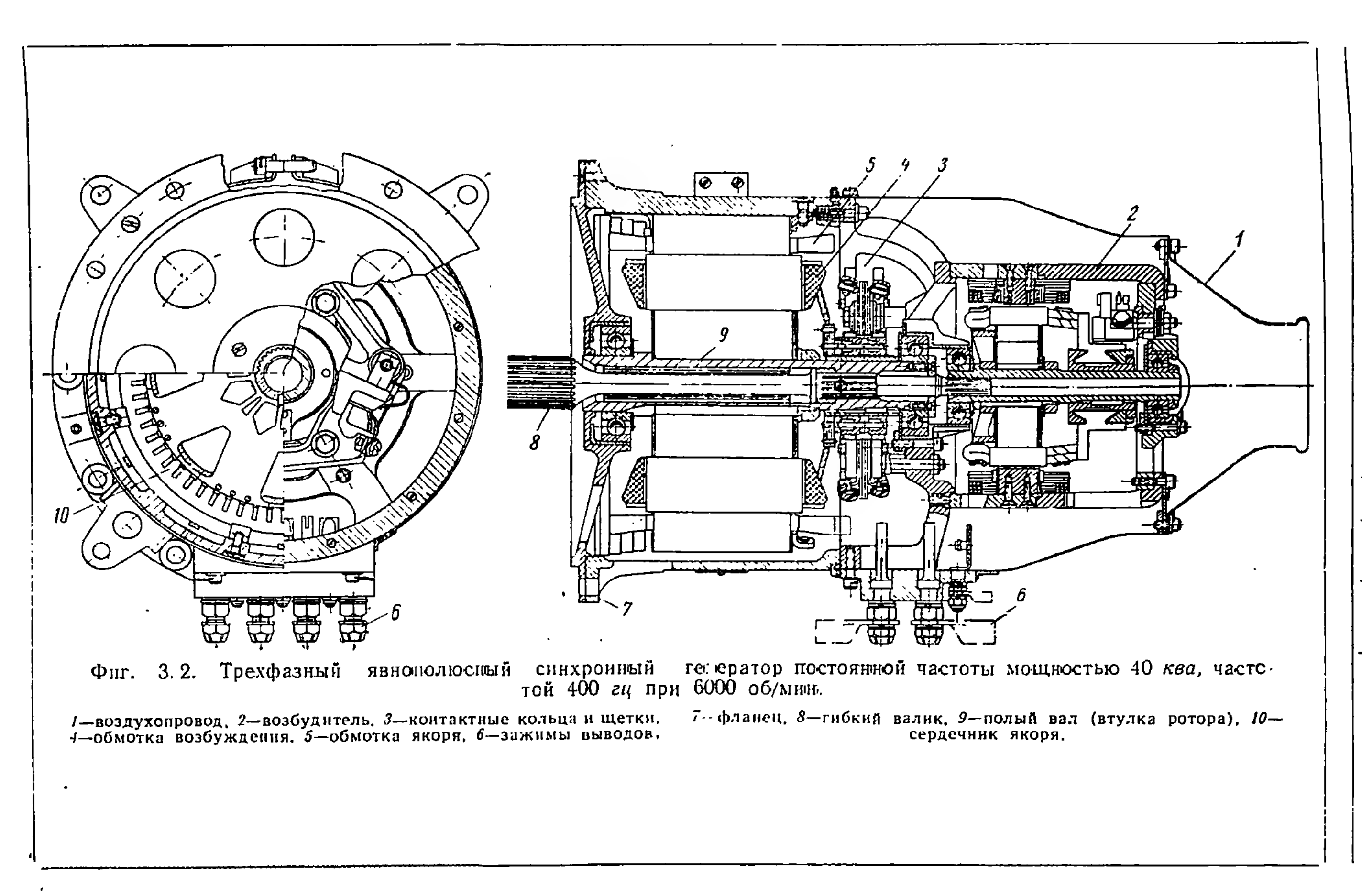
Обмотка якоря — обычно двухслойная с сокращенным шагом и с непрерывной гибкой изоляцией класса А и Б. Лобовые части отогнуты на конус. Пазы якоря полуоткрытые или открытые.

На фиг. 3.8 показана конструкция неявнополюсного трехфазного генератора, входящего в комплект авиационного преобразователя.

Ротор выполнен шихтованным. Бандажные кольца сплошные. Обмотка якоря двухслойная с сокращенным шагом. Охлаждение воздушное.

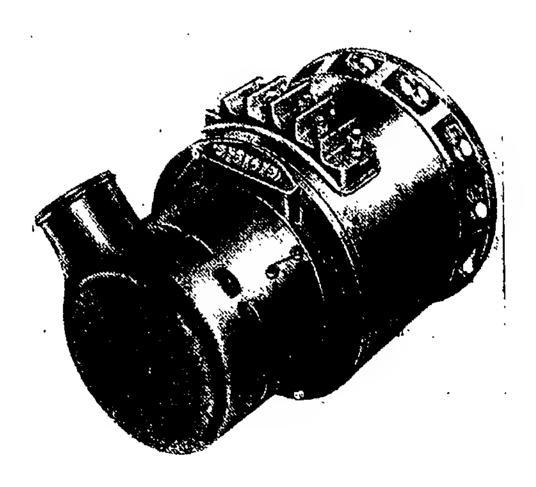
На фиг. 3.9 и 3.10 приведена одна из возможных конструкций двухполюсного авиационного синхронного генератора мощностью 50 *ква* со сплошным ротором.

Разрабатывая конструкцию генератора, стремятся получить наименьший вес и габариты при обеспечении необходимой прочности. Детали конструкции здесь не рассматриваются.

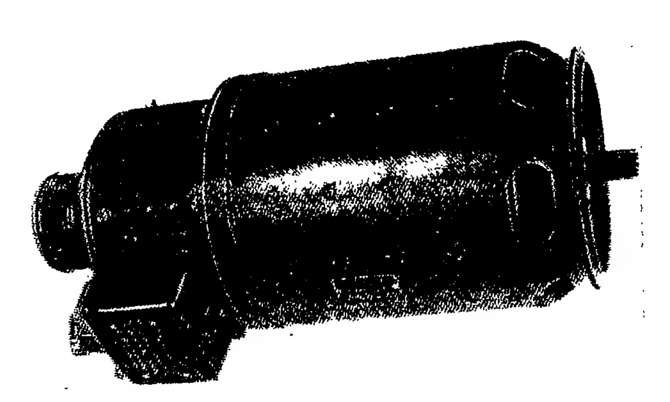


Фиг. 3.2. Трехфазный явнополюсный синхронный генератор постоянной частоты мощностью 40 *ква*, частотой 400 *гц* при 6000 об/мин.

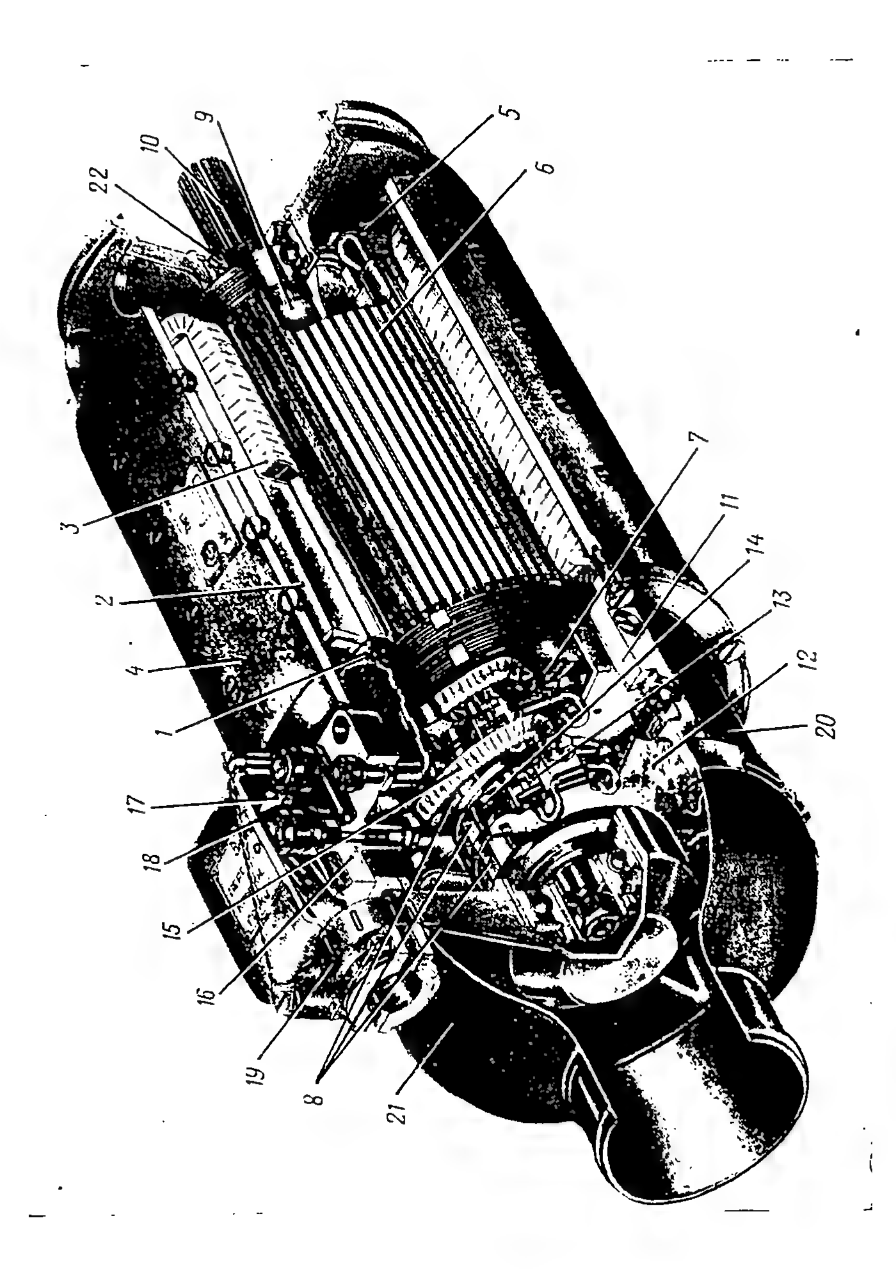
1—воздухопровод, *2*—возбудитель, *3*—контактные кольца и щетки, *4*—обмотка возбуждения, *5*—обмотка якоря, *6*—зажимы выводов, *7*—фланец, *8*—гибкий валик, *9*—полый вал (втулка ротора), *10*—сердечник якоря.



Фиг. 3. 3. Общий вид авиационного трехфазного генератора с внешним якорем.



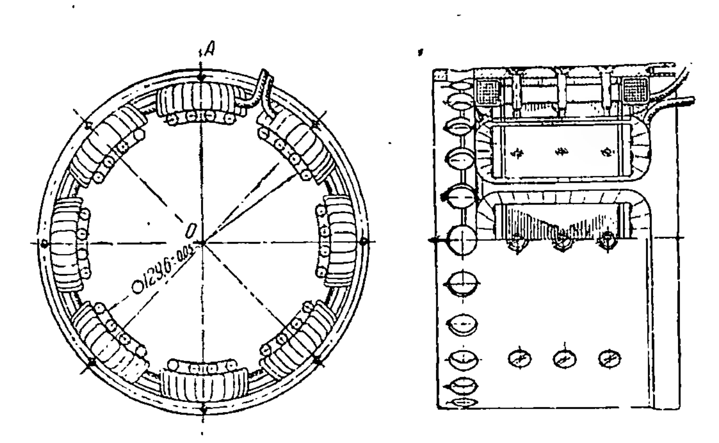
Фиг. 3. 4. Общий вид авиационного трехфазного генератора с внутренним якорем.


1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22

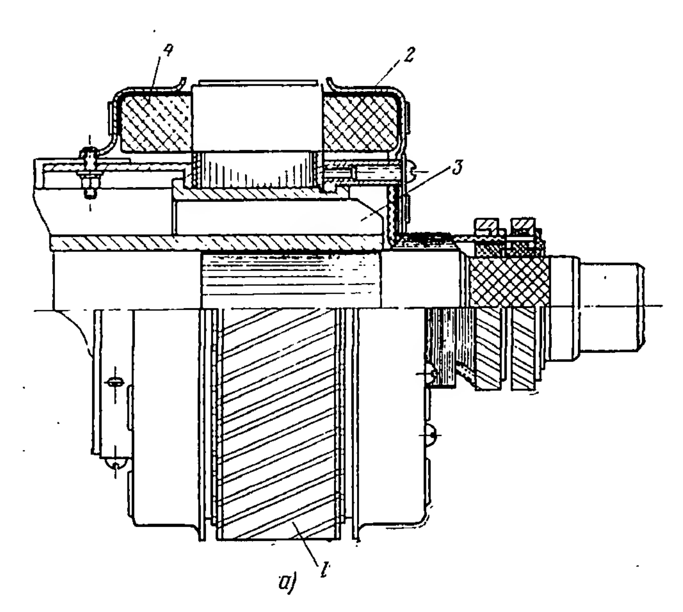
Фиг. 3.5. Конструкция авиационного трехфазного явнополюсного генератора изменяющейся частоты с внутренним якорем.

1—корпус, 2—полюс, 3—обмотка возбуждения, 4—успокоительная клетка, 5—защитное кольцо, 6—якорь, 7—ступица, 8—контактное кольцо, 9—полый вал, 10—гибкий вал, 11—щит, 12—щеткодержатель, 13—щетка, 14—спиральная пружина, 15—шинка, 16—панель выводов, 17—коробка выводов, 18—крышка, 19—ниппель, 20—защитная лента, 21—колпак, 22—гайка со стороны привода.

Фиг. 3.6. Ротор авиационного явнополюсного генератора 15 *ква*, 208/120 *в*, 400 *гц* с внутренним якорем и встроенным возбудителем cos φ=0,75.

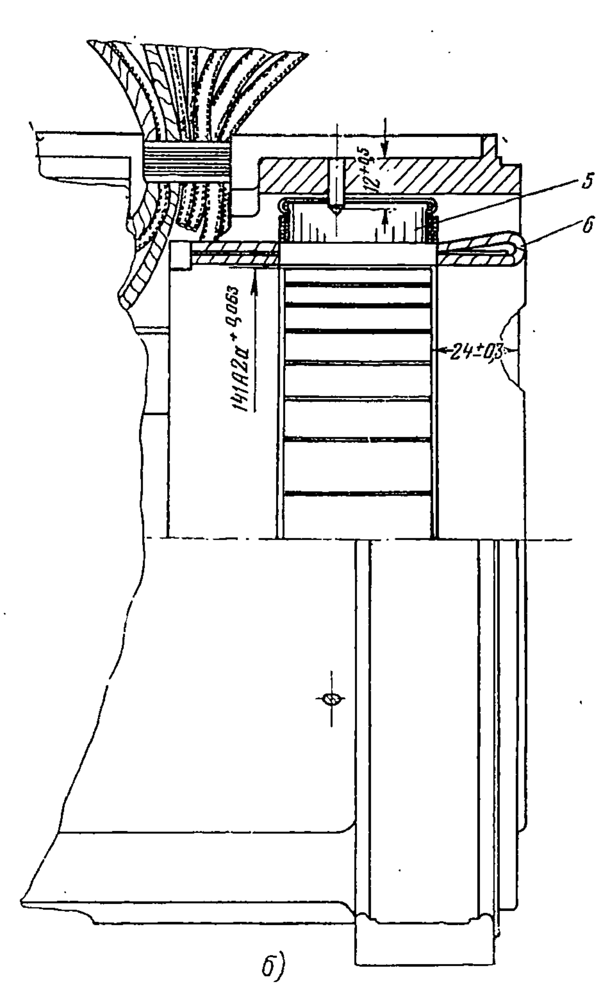


Фиг. 3.7. Статор генератора фиг. 3.6.



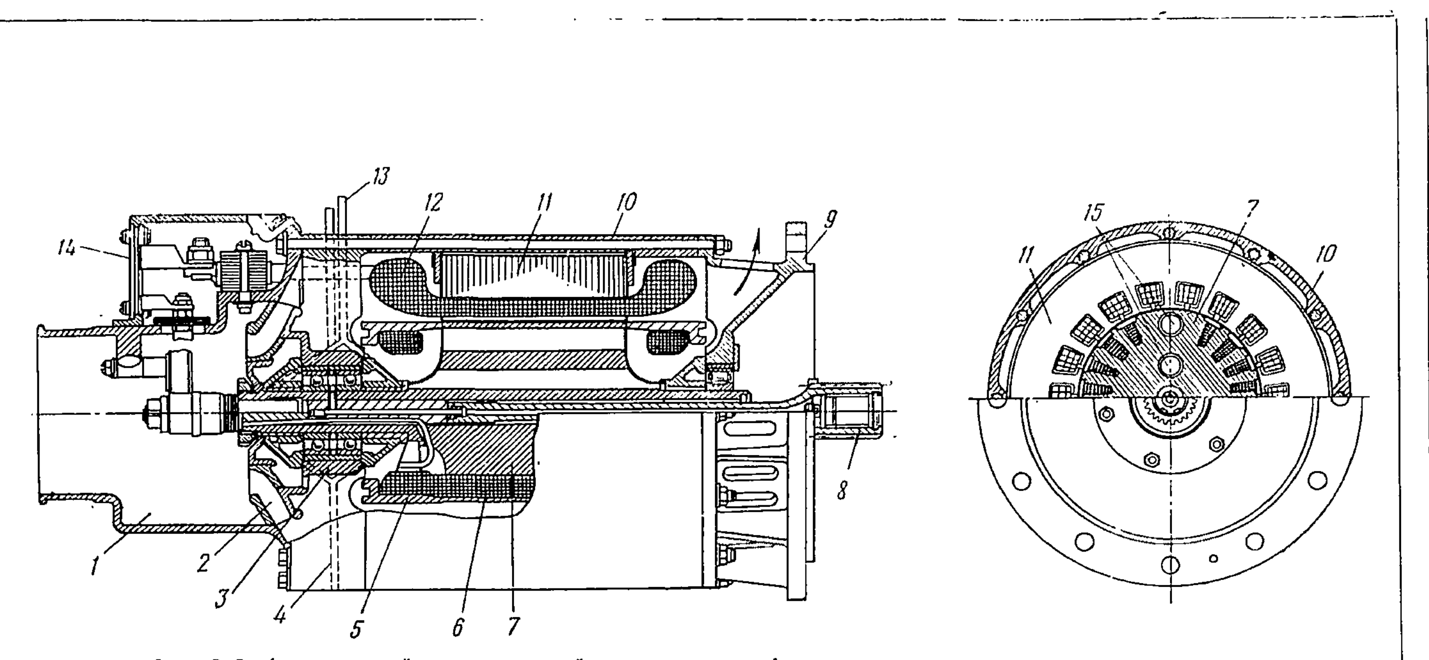
Фиг. 3.8. Ротор и статор авиационного неявнополюсного

а—ротор,
1—сердечник ротора, *2*—бандажные кольца, *3*—втулка ротора,



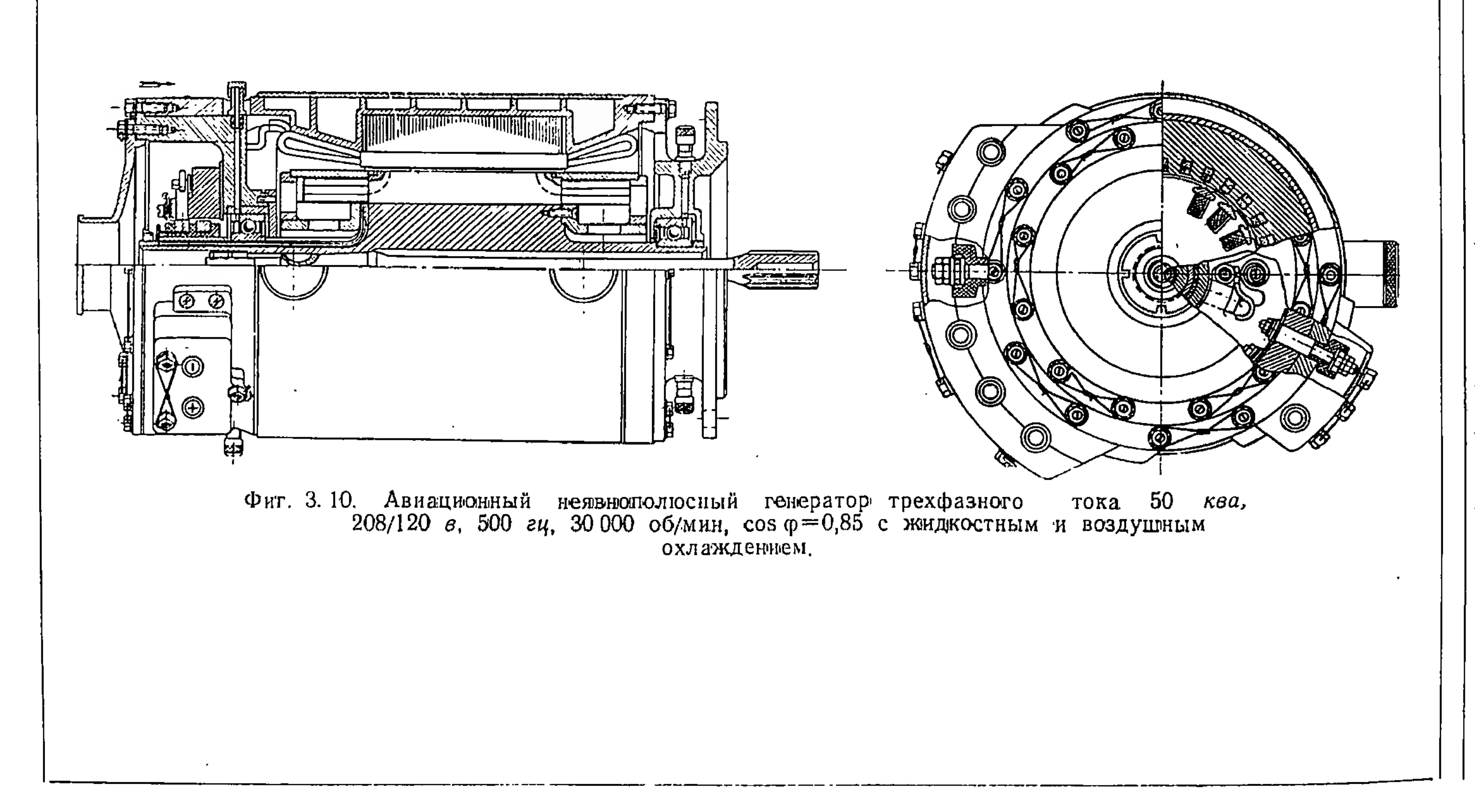
трехфазного генератора мощностью 5,5 *ква*.

5—статор.
4—обмотка возбуждения, 5—сердечник якоря, 6—обмотка якоря.



Фиг. 3.9. Авиационный явнополюсный генератор трехфазного тока с воздушным охлаждением.

1—воздухопровод, 2—вентилятор, 3—подшипники, 4—выход масла, 5—бандажное кольцо, 6—обмотка ротора, 7—сердечник ротора, 8—гибкий вал, 9—фланцевый щит, 10—корпус статора, 11—сердечник якоря, 12—обмотка якоря, 13—вход масла, 14—коробка выводов, 15—каналы для воздуха.



Фиг. 3.10. Авиационный неявнополюсный генератор трехфазного тока 50 *ква*, 208/120 *в*, 500 *гц*, 30 000 об/мин, $\cos\varphi=0{,}85$ с жидкостным и воздушным охлаждением.

3.2. ВОЗБУЖДЕНИЕ И САМОВОЗБУЖДЕНИЕ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Работа современных генераторов постоянного и переменного тока основана на использовании *постоянного во времени* магнитного поля возбуждения. Эта система имеет широкое применение благодаря простоте и удобству наведения постоянного и переменного токов при помощи постоянных во времени магнитных полей.

Наведение электрических токов возможно также и при помощи *переменных* магнитных (или электрических в электростатических машинах) полей возбуждения, однако последнее осуществить сложнее, так как необходимо обеспечивать синхронность и синфазность между движением токонесущих проводников и изменением магнитного поля.

Так, если имеется цепь переменного тока, содержащая активное сопротивление R, индуктивность L и емкость C, то, изменяя расположение частей этой цепи, т. е. L и C системы, в особых случаях в ней можно возбудить электрические токи без изменения омического сопротивления, т. е. без коммутации переменного тока в постоянный. При отсутствии емкости в цепи переменного тока самовозбуждение без коммутации невозможно.

Самовозбуждение цепи с R, L и C возможно, если использовать собственные колебания системы, в соответствии с которыми производят периодическое изменение L или C.

Примером самовозбуждения цепи переменного тока может служить самовозбуждение автономного индукционного генератора, включенного на соответствующую емкость.

Если система линейна, то процесс самовозбуждения продолжается до тех пор, пока не произойдет пробоя изоляции или мощность приводного двигателя, вращающего переменную индуктивность, станет недостаточной. Как известно, в линейной системе нет установившегося режима, и, следовательно, она не может быть использована как генератор тока. Для получения устойчивого самовозбуждения, как и при возбуждении постоянным полем, необходимо использовать нелинейность кривой намагничивания стали.

Самовозбуждение, обусловленное изменением параметров (L или C), называется *параметрическим,* а генераторы, построенные на этом принципе,— параметрическими. Теория параметрического возбуждения и параметрических машин создана советскими физиками Мандельштамом и Папалекси.

Параметрические генераторы пока не нашли применения в авиации, поэтому в дальнейшем рассматриваются только системы возбуждения и самовозбуждения постоянным во времени полем.

Синхронные генераторы по способу возбуждения могут быть разделены на две основные группы: *генераторы с независимым возбуждением и генераторы с самовозбуждением.*

Систему возбуждения называют независимой, если намагничивающая сила (н. с.) возбуждения не зависит от режима работы генератора.

Система возбуждения называется зависимой, или системой самовозбуждения, если н. с. возбуждения зависит от режима работы генератора.

В первом случае для питания цепи возбуждения генератора необходим посторонний (независимый) источник постоянного тока, во втором случае необходимость в постороннем источнике постоянного тока отпадает.

Системы независимого возбуждения не требуют наличия остаточного магнетизма у синхронных генераторов, в то время как в системах самовозбуждения он необходим.

Основные системы возбуждения синхронных машин следующие.

Системы независимого возбуждения

а) возбуждение от независимого источника постоянного тока — от бортсети или преобразователя;

б) возбуждение от генератора постоянного тока — возбудителя, расположенного на валу генератора (одноступенчатая или двухступенчатая система возбуждения).

Системы зависимого возбуждения (самовозбуждение)

а) возбуждение постоянными магнитами;

б) возбуждение генератора от собственной сети переменного тока через выпрямитель;

в) возбуждение от встроенного (совмещенного) возбудителя.

Иногда системы возбуждения синхронных генераторов предусматривают частичное или полное саморегулирование возбуждения аналогично тому, как это имеет место в генераторах постоянного тока со смешанным (компаундным) возбуждением. Такие системы возбуждения, или самовозбуждения, называют *компаундированными.*

Системы компаундированного возбуждения и самовозбуждения

а) возбуждение и компаундирование от возбудителя;

б) самовозбуждение и компаундирование от выпрямителя;

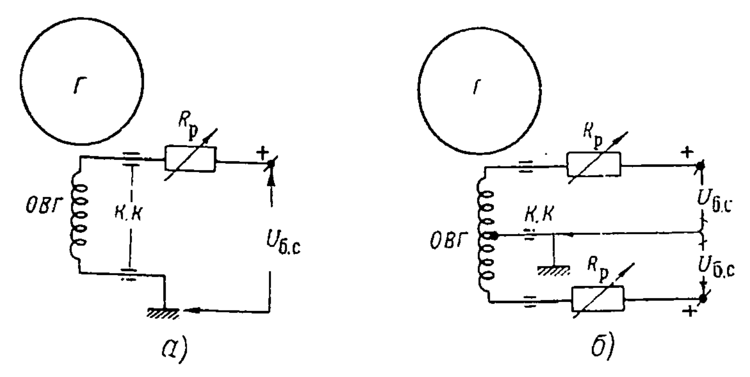
в) самовозбуждение и компаундирование от встроенного возбудителя.

Ниже рассматриваются различные системы возбуждения и самовозбуждения синхронных генераторов.

Синхронные машины с независимым возбуждением

Независимое возбуждение синхронного генератора может выполняться различными способами: от авиационной электрической системы постоянного тока, от специального генератора постоянного тока или от аккумуляторной батареи.

Генераторы переменного тока, входящие в комплект преобразователя, обычно получают питание для цепи возбуждения от основной бортовой сети постоянного тока. На фиг. 3. 11 приведены схемы возбуждения генераторов переменного тока от независимого источника постоянного тока.



Фиг. 3. 11. Независимое возбуждение генераторов от бортсети.

а—с одним регулятором напряжения; *б*—при параллельной работе двух регуляторов. ОВГ—обмотка возбуждения генератора; $R_р$—сопротивление регулятора; К. К.—контактные кольца; $U_{б.с}$—напряжение бортсети.

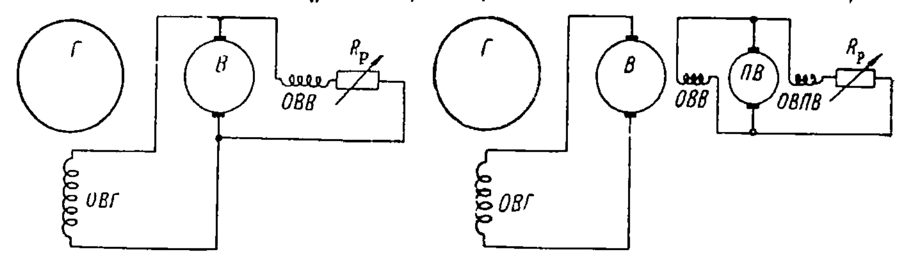
Регулирование напряжения генератора при этом осуществляется изменением сопротивления в цепи возбуждения генератора. Недостатком системы является относительно большая мощность регулирования и значительный вес регуляторов, так как изменению подвергается относительно большой ток возбуждения генератора. Кроме того, эта система не автономна, так как зависит от постороннего источника постоянного тока и в этом отношении менее надежна. Для генераторов мощностью порядка 50 *ква* приходится применять конструкцию с двумя регуляторами напряжения и тремя контактными кольцами на роторе (фиг. 3. 11, *б*).

Возбуждение синхронной машины от возбудителя (фиг. 3. 12 и 3. 13), расположенного на валу генератора, является наиболее распространенным для современных синхронных машин общего применения, которые по существу являются двухмашинными агрегатами, состоящими из машины переменного тока и возбудителей — генераторов постоянного тока. Возбудитель мощностью (4÷10%) от мощности машины переменного тока обеспечивает автономность системы возбуждения. Ее недостатком

является значительное увеличение размеров и веса машины (при малых мощностях размеры возбудителя сопоставимы с размерами генератора).

Возбудители выполняются с параллельным или смешанным возбуждением, компенсированными или без компенсации.

Конструктивная надежность возбудителя ниже конструктивной надежности генератора. Около 80% всех аварий с генераторами малой и средней мощности обычно происходит из-за повреждения возбудителя и лишь 20% — из-за повреждения генератора, т. е. *степень надежности установки определяется в конечном счете степенью надежности возбудителя, который снижает ее в несколько раз.*



Фиг. 3. 12. Независимое возбуждение от возбудителя (одноступенчатая система возбуждения).

В—возбудитель, ОВВ—обмотки возбуждения возбудителя.

Фиг. 3. 13. Независимое возбуждение от возбудителя (двухступенчатая система возбуждения).

ПВ—подвозбудитель, ОВПВ—обмотка возбуждения подвозбудителя.

Кроме того, сохраняется коллекторный скользящий контакт со всеми присущими ему недостатками при высотных и скоростных полетах. Таким образом, возбудители для авиационных генераторов должны выполняться особо надежной конструкции и обеспечивать устойчивое и отзывчивое возбуждение генераторов переменного тока во всех возможных режимах работы.

Быстродействие системы возбуждения, т. е. быстрое восстановление напряжения на зажимах генератора при изменении режима его работы, особенно важно при запуске двигателей сравнимой мощности, коротких замыканиях и для повышения устойчивости параллельной работы. Оно определяется резервом напряжения возбудителя, его потолком и скоростью нарастания напряжения.

Потолком возбуждения называют отношение наибольшего значения напряжения возбудителя при нулевом сопротивлении регулятора напряжения к номинальному значению напряжения. Он не оговаривается стандартом и обычно равен 1,5÷2,0

Чем выше требуемый резерв напряжения, тем больше должна быть мощность возбудителя и его размеры. Так, если номинальная мощность возбуждения равна

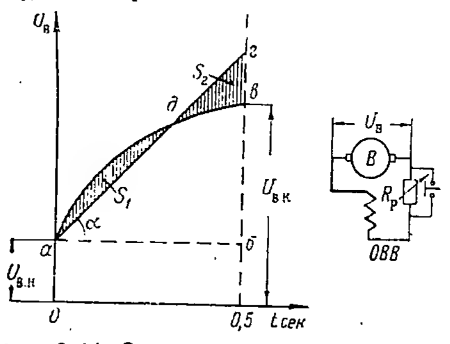
$$P_{в.ном} = U_{ном} I_{в.ном} = \frac{U^2_{ном}}{R_в} = 1 \ квт,$$

а резерв возбуждения (потолок) равен 2, то мощность возбудителя должна быть четырехкратной по отношению к номинальной, т. е.

$$2U_{ном}\cdot 2I_{в.ном}=\frac{(2U_{ном})^2}{R_в}=4P_{в.ном}=4\ \textit{квт}.$$

Скоростью нарастания напряжения называется время, необходимое для достижения заданного уровня напряжения при внезапном изменении тока возбуждения.

На фиг. 3. 14 показан характер нарастания напряжения возбудителя $U_в$ после замыкания накоротко сопротивления регулятора $R_р$, т. е. при внезапном изменении тока возбуждения возбудителя.



Фиг. 3. 14. Определение скорости нарастания напряжения возбудителя.

$U_{в.н}$ и $U_{в.к}$ – напряжение возбудителя до и после внезапного выключения сопротивления регулятора $R_р$.

Если провести линию *аг* под углом α таким образом, чтобы при *аб*=0,5 сек. площадь треугольника *абг* равнялась площади *адвб*, т. е. $S_1=S_2$, то в этом случае номинальная скорость нарастания возбуждения по стандарту (ГОСТ 183—55) определяется отношением отрезков *бг*/*аб*, т. е. тангенсом угла наклона линии *аг*. Время, соответствующее отрезку *аб*, равно 0,5 сек. Величина отрезка *бг* выражена в долях номинального напряжения возбудителя.

Номинальная скорость нарастания возбуждения возбудителей общего применения лежит в пределах

$$\frac{dU_в}{dt}=\frac{бг}{аб}=1{,}0\div 2{,}0.$$

Быстроходные возбудители синхронных генераторов малой мощности имеют

$$\frac{dU_в}{dt}\approx 3 \text{ и выше.}$$

Регулирование напряжения генератора возможно путем изменения сопротивления в цепи возбуждения возбудителя, либо изменением сопротивления в цепи возбуждения генератора.

Во втором случае мощность регулирования примерно в 10 раз больше, чем в первом, так как ток возбуждения возбудителя примерно в 10 раз меньше тока возбуждения генератора. Учитывая изложенное, регулирование напряжения осуществляют изменением тока возбуждения возбудителя.

В машинах большой мощности (общего применения) иногда применяют двухступенчатую систему возбуждения фиг. 3. 12, *б*.

Недостатком этой системы является наличие двух возбудителей на валу машины — возбудителя и подвозбудителя. Однако она повышает скорость нарастания напряжения, снижает токи (мощность) управления и устраняет опасность перемагничивания возбудителя, возможную при ударных коротких замыканиях генератора.

При этом надо иметь в виду устойчивую работу системы возбуждения во всех режимах работы синхронного генератора: от холостого хода (работа в начальной части кривой намагничивания) до режима перегрузок.

Устойчивость возбуждения можно повысить переносом регулирования возбуждения с цепи подвозбудителя в цепь возбудителя; в этом случае напряжение на зажимах возбудителя постоянно, однако при этом ликвидируется одно из важных преимуществ двухступенчатого регулирования — снижение мощности регулирования.

Синхронные машины с зависимым возбуждением

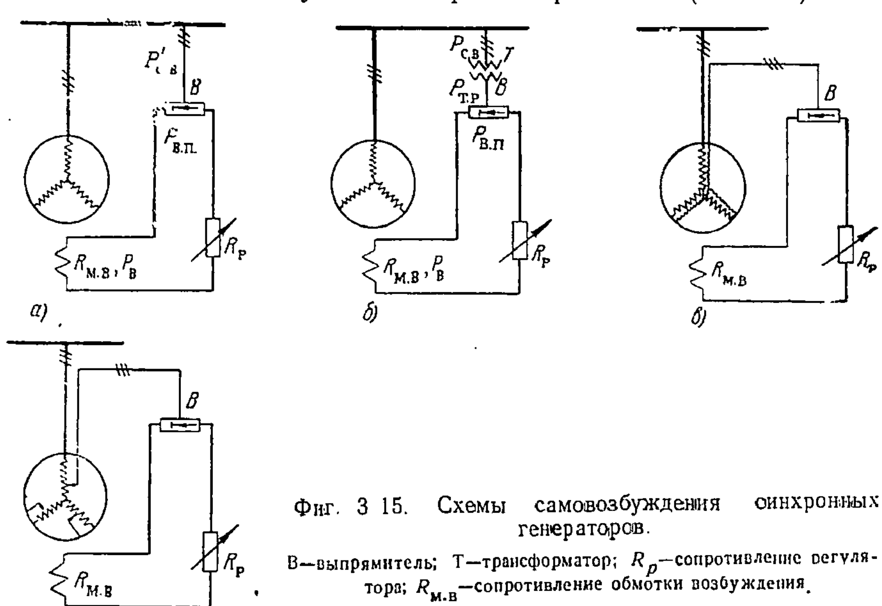
Возбуждение постоянными магнитами. Как было упомянуто ранее, к системам самовозбуждения относятся такие, у которых н. с. возбуждения зависит от режима работы генератора. В этом смысле возбуждение от постоянных магнитов должно быть отнесено к системам самовозбуждения, так как н. с. магнитов снижается с возрастанием продольной составляющей н. с. якоря. Не входя в рассмотрение теории синхронных машин, возбуждаемых постоянными магнитами, которая будет изложена особо, отметим, что основными преимуществами этой системы возбуждения являются: а) отсутствие возбудителя и, следовательно, коллекторного скользящего контакта; б) простота, надежность, и автономность системы возбуждения; в) значительная высотность, более высокий к. п. д. и в некоторых случаях, как будет показано в гл. IV, меньший вес генератора.

Возбуждение генератора от собственной сети переменного тока возможно при помощи выпрямителя, полупроводникового, механического или электронного.

В этом случае генератор имеет общепринятую конструкцию и отличается только тем, что обмотка возбуждения питается постоянным током от собственной сети переменного тока через выпрямитель и, следовательно, отсутствует возбудитель. Поддержание постоянства напряжения генератора достигается при помощи регулятора, воздействующего на цепь возбуждения.

На фиг. 3.15 приведены четыре схемы возбуждения трехфазных синхронных генераторов. Схема *а* применяется, когда напряжение возбуждения постоянного тока по величине соответствует напряжению сети переменного тока. В случае, если целесообразное напряжение возбуждения значительно отличается от напряжения

сети переменного тока, то можно воспользоваться трансформатором (схема *б*) либо расположить в пазах якоря генератора вторую дополнительную трехфазную обмотку, предназначенную только для питания цепи возбуждения через выпрямитель (схема *в*) или, наконец, выполнить отпайки от части обмотки каждой фазы якоря для питания цепи возбуждения через выпрямитель (схема *г*).



Фиг. 3.15. Схемы самовозбуждения синхронных генераторов.

В—выпрямитель; Т—трансформатор; $R_р$—сопротивление регулятора; $R_{м.в}$—сопротивление обмотки возбуждения.

Выявим некоторые преимущества и недостатки приведенных схем. Максимальная мощность, расходуемая сетью на возбуждение $P_{с.в}$, в общем случае (фиг. 3.15, *б*) будет

$$P_{с.в}=\frac{P_{тр}}{\eta_{тр}\cos\varphi_{тр}}=\frac{P_{в.п}}{\eta_{в.п}\eta_{тр}\cos\varphi_{тр}}=\frac{P_{в}}{\eta_{в}\eta_{в.п}\eta_{тр}\cos\varphi_{тр}}. \tag{3.5}$$

Здесь $P_{в.п}=P_в/\eta_в$ — выходная мощность выпрямителя (возбуждения постоянным током), равная максимальной мощности возбуждения, при отсутствии дополнительных сопротивлений в цепи обмотки возбуждения;

$P_{тр}=P_{в.п}/\eta_{в.п}=P_в/\eta_{в.п}\eta_в$ — мощность трансформатора;

$P_в=R_вI_в^2$ — потери в обмотке возбуждения при номинальном режиме;

$\eta_в$, $\eta_{в.п}$ и $\eta_{тр}$ — к. п. д. цепи возбуждения (до выпрямителя), выпрямителя и трансформатора.

Было принято, что коэффициент мощности цепи возбуждения до трансформатора (или сети при отсутствии трансформатора) равен единице. Для схем *а*, *в* и *г*, где отсутствует трансформатор, вместо (3.5) будет

$$P'_{с.в}=\frac{P_{в.п}}{\eta_{в.п}}=\frac{P_в}{\eta_в\eta_{в.п}}. \tag{3.6}$$

Расчетная мощность генератора $P_{г.\,р}$ должна учитывать величину мощности, расходуемой на возбуждение, т. е.

$$P_{г.\,р}=P_г+P_{с.\,в}=P_г\left(1+\frac{P_{с.\,в}}{P_г}\right)=k_рP_г, \tag{3.7}$$

где $k_р=P_{г.\,р}/P_г=1+(P_{с.\,в}/P_г)$ — коэффициент возрастания расчетной мощности генератора по сравнению с номинальным значением ее ($P_г$). В отношении величины расчетной мощности генератора схемы *а*, *б* и *г* равноценны. Схема *б* с трансформатором имеет повышенную расчетную мощность, а следовательно, и большие размеры генератора.

Для схемы *б* коэффициент $k'_р$ равен

$$k'_р=1+\frac{P_в}{P_г\eta_в\eta_{в.\,п}\eta_{тр}\cos\varphi_{тр}}, \tag{3.8}$$

в то время как для всех остальных схем он равен

$$k_р=1+\frac{P_в}{P_г\eta_в\eta_{в.\,п}}. \tag{3.8а}$$

Полное сечение меди в пазах якоря генератора одинаково для схем *а*, *в* и *г* и меньше, чем в схеме *б* в отношении $k_р:k'_р<1$.

Полное сечение меди вспомогательной обмотки $S_{м.\,в}$ схемы *в* равно

$$S_{м.\,в}=S_{м.\,г}\frac{P'_{с.\,в}}{P_г}=S_{м.\,г}\frac{P_в}{P_г\eta_в\eta_{в.\,п}}, \tag{3.9}$$

где

$$S_{м.\,г}=2mw_г\frac{I_г}{j}=\frac{A\pi D}{j}=2w_г\frac{P_г}{U_гj} \tag{3.10}$$

— полное сечение меди генератора, рассчитанное по номинальной мощности генератора $P_г=mU_гI_г$; $A=2mw_гI_г/\pi D$ — линейная нагрузка.

Здесь принято, что плотность тока и обмоточный коэффициент основной и вспомогательной обмотки равны. Общее сечение меди обмоток якоря

$$S_{м.\,я}=S_{м.\,г}+S_{м.\,в}=S_{м.\,г}k_р,$$

где

$$k_р=1+\frac{S_{м.\,в}}{S_{м.\,г}}=1+\frac{P'_{с.\,в}}{P_г}. \tag{3.11}$$

В схеме *а* полное сечение меди обмотки якоря, если учесть (3.10) и (3.11), равно

$$S_{м.\,я}=\frac{2w_гP_{г.\,р}}{U_гj}=S_{м.\,г}k_р. \tag{3.12}$$

В схеме *г* часть обмотки каждой фазы от нулевой точки до отпайки должна иметь большее сечение, чем от отпайки до выхода фазы. Если номинальный ток нагрузки генератора равен $I_г$, то от нулевой точки до отпайки протекает дополнительный ток цепи возбуждения, равный

$$I_в=I_г\frac{P'_{с.\,в}}{P_г}\frac{U_г}{U_в}. \tag{3.13}$$

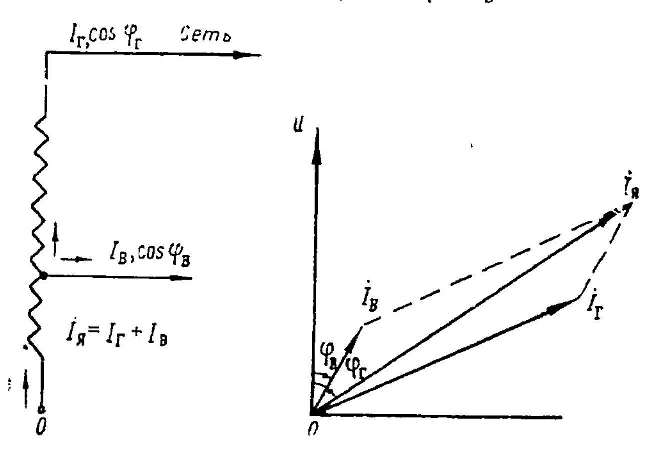
Переменный ток $I_в$ векторно суммируется с током нагрузки $I_г$ (фиг. 3.16). Следовательно, скаляр суммарного тока, протекающего на участке фазы от нулевой точки до отпайки, будет равен

$$I_я = I_г \sqrt{1 + \left(\frac{I_в}{I_г}\right)^2 + 2\frac{I_в}{I_г}\cos(\varphi_г - \varphi_в)}. \qquad (3.14)$$

Здесь $\cos\varphi_в$ и $\cos\varphi_г$ — коэффициенты мощности цепи возбуждения и цепи нагрузки.

Если принять $\cos\varphi_в = 0{,}95$, а $\cos\varphi_г = 0{,}75$, то $\cos(\varphi_г - \varphi_в) \approx 0{,}92$, и с достаточной для практики точностью выражение (3.14) можно записать так:

$$I_я = I_г + I_в = I_г\left(1 + \frac{P'_{с.в}}{P_г}\frac{U_г}{U_в}\right). \qquad (3.15)$$



Фиг. 3.16. Распределение тока в схеме с отпайкой.

Сечение проводов якоря на рассматриваемом участке должно быть увеличено в отношении

$$\frac{S_{м.я}}{S_{м.г}} = \frac{I_я}{I_г} = 1 + \frac{P'_{с.в}}{P_г}\frac{U_г}{U_в}. \qquad (3.16)$$

Если принять, что $P'_{с.в} = 0{,}05P_г$, а $U_г = 4U_в$, то сечение меди должно быть увеличено в 1,2 раза. Таким образом, в схеме *г* желательно выполнять обмотку якоря из проводов, имеющих большее сечение от нулевой точки до отпайки и меньше сечение от отпайки до выхода фазы. Полное сечение меди якоря при этом остается таким же, как и в схемах *а* и *в*.

Практически размеры генератора при работе по схеме *б* и *в* будут одинаковы, так как увеличение сечения меди якоря в схеме *б* компенсируется снижением коэффициента заполнения паза в схеме *в* из-за наличия двух обмоток в пазах якоря.

Сопоставляя между собой схемы *б*, *в* и *г*, отметим, что недостатком схемы *б* является наличие трансформатора и повышение общих потерь из-за дополнительных потерь в трансформаторе, однако в ней используется стандартный генератор. Достоинством схем *в* и *г* является отсутствие трансформатора и потерь в нем. Однако

эти схемы требуют конструктивного изменения обмотки якоря генератора, что нежелательно и является недостатком этих схем.

Применение схем *в* и *г* для синхронных машин с внешними полюсами практически исключено, так как в этом случае необходимо увеличить число контактных колец в 2 раза. Значительным недостатком схемы *г* является наличие электрической связи между обмоткой генератора и цепью возбуждения.

Учитывая изложенное, выбирают одну из приведенных схем. Для того чтобы произошло самовозбуждение синхронной машины, необходимо, как известно, выполнить ряд условий, а именно: а) машина должна обладать остаточным магнетизмом; б) сопротивление цепи возбуждения должно быть ниже критического; в) скорость вращения машины должна быть выше критической; г) ток, текущий в цепь возбуждения, должен иметь такое направление, при котором усиливается поле остаточного магнетизма.

Сопротивление цепи возбуждения состоит из сопротивления обмотки возбуждения $R_{м.в}$, сопротивления регулятора $R_р$ и сопротивления выпрямителя $R_{выпр}$, т. е.

$$R_в = R_{м.в} + R_р + R_{выпр}. \qquad (3.17)$$

При самовозбуждении машины сопротивление регулятора делается минимально возможным. В процессе самовозбуждения $R_{м.в} + R_р = \text{const}$, а сопротивление выпрямителя является переменной величиной, зависящей от величины приложенного напряжения и значения протекающего через него тока, причем $R_{выпр}$ велико при малых напряжениях (токах), имеющих место в начале процесса самовозбуждения, и мало в конце процесса самовозбуждения, когда напряжение (ток) возрастает. В связи с этим в начальный момент самовозбуждения генератора, когда остаточное напряжение мало, сопротивление возбуждения оказывается больше критического и самовозбуждения не происходит.

На фиг. 3.17 приведены характеристики холостого хода генератора *1* и вольтамперная характеристика цепи возбуждения *2*, которая нелинейна вследствие нелинейности сопротивления выпрямителя. Самовозбуждение на участке *ОА* невозможно, так как вольтамперная характеристика возбуждения расположена выше кривой холостого хода.

Таким образом, *существенным недостатком этой системы возбуждения является невозможность естественного самовозбуждения вследствие большой величины сопротивления выпрямителя в начальный момент самовозбуждения.*

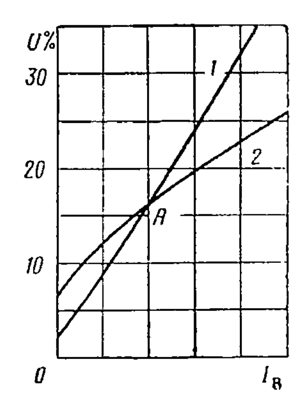
Для обеспечения самовозбуждения применяют специальные меры для повышения остаточного потока, как введение дополнительного напряжения в цепь возбуждения, снижение сопротивления выпрямителя в начальный момент самовозбуждения и т. д.

Как показали исследования, *вне зависимости от системы самовозбуждения остаточный поток машины, возбуждаемый от выпря-*

мителя, должен быть выше естественного остаточного потока обычных машин, что необходимо учитывать при проектировании магнитной цепи генератора.

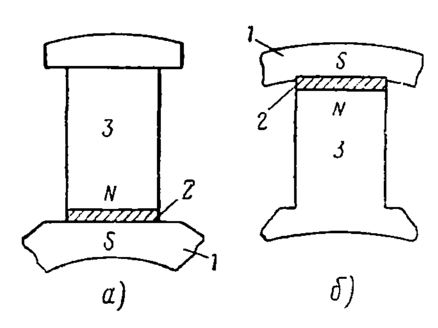
Укажем некоторые способы обеспечения самовозбуждения.

1. Для повышения величины остаточного напряжения часть магнитопровода изготовляют из твердой магнитной стали, либо применяют специально термически обработанные втулки или полюса (фиг. 3. 18).



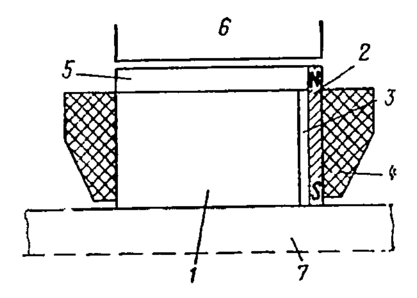
Фиг. 3. 17. Начальная часть характеристики холостого хода *1* и вольт-амперная характеристика возбуждения *2*.

Одна из возможных конструктивных схем показана на фиг. 3. 19. Приведенная схема обеспечивает самовозбуждение, но усложняет конструкцию генератора, увеличивает его аксиальную длину и вес. Применение магнитных прокладок, расположенных под полюсом, или втулок из магнитного материала также обеспечивает самовозбуждение; однако при этом значительно возрастает магнитное сопротивление основному потоку, что ведет к увеличению необходимой величины намагничивающей силы возбуждения. В результате увеличиваются размеры генератора и выпрямителя, кроме того, снижается к. п. д. Например, в четырехполюсном генераторе частотой 50 *гц*, мощностью 10 *ква* для повышения остаточного напряжения с 2,3 до 12,7% потребовалась прокладка из хромистой стали ЕХ3 (B_r=9500÷9000 *гс* и H_c=55÷60 *эрст*) толщиной 20 *мм*.



Фиг. 3. 18. Расположение магнитных прокладок в машине с внутренними (*а*) и внешними (*б*) полюсами.

1—полюсное колесо, *2*—постоянный магнит, *3*—сердечник полюса.



Фиг. 3. 19. Схема расположения постоянного магнита для увеличения остаточного потока.

1—сердечник полюса, *2*—постоянный магнит, *3*—немагнитная прокладка, *4*—обмотка возбуждения, *5*—полюсный наконечник, *6*—статор, *7*—втулка.

Постоянный магнит, предназначенный для самовозбуждения генератора, должен быть выполнен из твердого магнитного сплава, имеющего большую остаточную индукцию B_r, относительно малое

значение коэрцитивной силы H_c и, следовательно, относительно высокую магнитную проницаемость (проводимость) $\mu \approx 0{,}5(B_r/H_c)$. Этим условиям удовлетворяют хромистые и вольфрамовые стали, для которых $B_r = 8500 \div 10\,000$ *гс*, $H_c = 60 \div 40$ *эрст* и $\mu = 70 \div 125$.

Если принять, что в начальный момент самовозбуждения напряжение на зажимах генератора создается только постоянным магнитом, то можно приближенно определить высоту постоянного магнита по уравнению

$$h_{\text{м}} = \frac{F_0}{H_{\text{м}}} \frac{U_{\text{ост}}}{U_{\text{н}}} \ \text{см}. \tag{3.18}$$

Здесь

$$F_0 = 0{,}8\delta k_\delta k_s B_\delta \tag{3.19}$$

— н. с. одного полюса при холостом ходе и номинальном напряжении;

$U_{\text{ост}}$ и $U_{\text{н}}$ — остаточное и нормальное значение напряжения машины;

$k_s = F_0/F_\delta = 1{,}2 \div 1{,}4$ — коэффициент, учитывающий сопротивление магнитной цепи машины (помимо воздушного зазора);

k_δ — коэффициент воздушного зазора;

δ — длина воздушного зазора в *см*;

B_δ — индукция в воздушном зазоре при холостом ходе и номинальном напряжении;

$H_{\text{м}} = kH_c$ — напряженность магнитного поля постоянного магнита (для хромистых и вольфрамовых сталей, рекомендуемых для применения, при индукциях $B_{\text{м}} < 3000$ *гс* можно принять $H_{\text{м}} \approx 0{,}95H_c$).

Итак, приближенно для хромистых и вольфрамовых сталей, принимая отношение $U_{\text{ост}} : U_{\text{н}} = 0{,}1$, получают, что

$$h_{\text{м}} \approx 2{,}5 \frac{F_0}{1000} \ \text{см}. \tag{3.20}$$

Поперечное сечение постоянного магнита принимается равным поперечному сечению полюса, при этом индукция в магните не превосходит обычно 1000 *гс*.

2. Самовозбуждение генератора в начальный момент можно осуществить включением в цепь возбуждения дополнительного внешнего напряжения, которое затем отключается. В качестве источника дополнительного напряжения могут быть использованы: аккумулятор, ступенчатый или сериесный трансформатор, потенциал — регулятор. Однако это осложняет схему возбуждения, снижает надежность электроснабжения и повышает вес установки и, следовательно, не может быть рекомендовано для применения в авиации.

Применение сериесного трансформатора может оказаться целесообразным, если он одновременно используется для целей компаундирования.

3. В начальный момент сопротивление выпрямителя может быть уменьшено отключением части последовательно включенных элементов выпрямителя. При этом на оставшуюся часть выпрямителей приходится большее напряжение переменного тока, а сопротивление выпрямителя снижается благодаря уменьшению числа последовательно включенных элементов и вследствие снижения сопротивления оставшихся элементов (под влиянием повышения напряжения). Подобный метод решения задачи опасен, так как может привести к пробою выпрямителей. Однако при малом сроке службы выпрямителя (500 час.) и повышении его качества данный способ может оказаться целесообразным.

4. В схемах со стабилизирующими трансформаторами самовозбуждение проходит успешно, если произвести кратковременное закорачивание одной или лучше двух фаз сериесного трансформатора. Реле напряжения, производящее закорачивание, должно работать безотказно во избежание выхода из строя трансформатора.

3.3. СИСТЕМЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ (КОМПАУНДИРОВАНИЕМ)

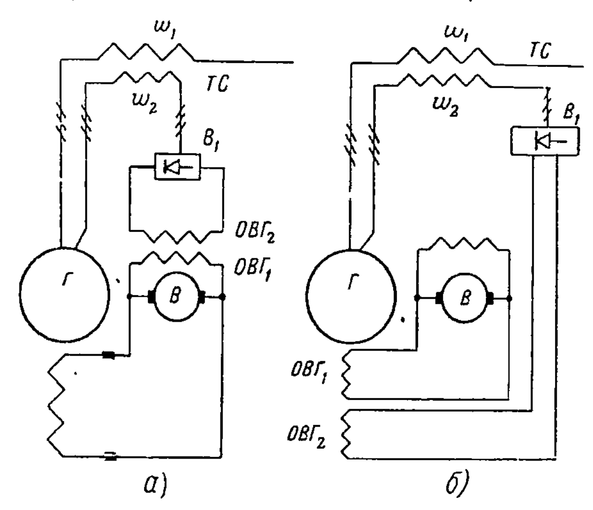
Для нормальной работы потребителей электроэнергии необходимо сохранять величину напряжения сети, практически независимой от величины и характера нагрузки. Особенно большие колебания напряжения сети происходят при прямом пуске асинхронных двигателей, если их мощность соизмерима с мощностью генератора. Колебание величины напряжения вызывает перекал и недокал ламп радиоаппаратуры и освещения, изменение режима работы двигателей и т. д. В авиационных электросистемах напряжение на зажимах генератора должно сохраняться номинальным при всех возможных изменениях режима работы с точностью $\pm 2\%$.

Обычно сохранение величины напряжения достигается при помощи специальных регуляторов напряжения: вибрационных, угольных, магнитных, электронных или комбинированных, которые обеспечивают необходимый уровень напряжения, но в данном курсе они не рассматриваются. Остановимся только на устройстве и работе машин и машинных схем, обладающих свойством автоматического саморегулирования напряжения.

Стабилизация напряжения при возбуждении от возбудителя

На фиг. 3.20 приведена схема зависимого возбуждения, в которой обмотка возбуждения возбудителя питается от собственной сети переменного тока через трехфазный выпрямитель.

Для получения эффекта автоматического саморегулирования напряжения выпрямитель включен на сеть переменного тока через



Фиг. 3.20. Стабилизация напряжения при возбуждении от возбудителя.

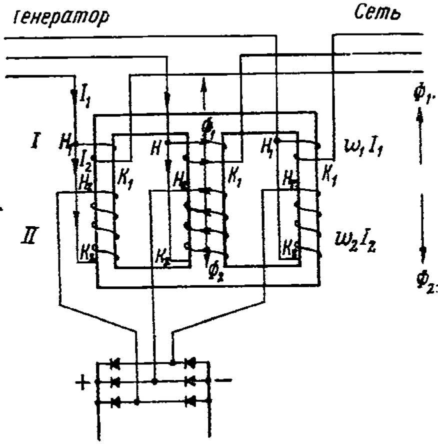
а—компаундирование обмотки возбуждения возбудителя. *б*—компаундирование обмотки возбуждения генератора.

токовый трехфазный двухобмоточный трансформатор, который называют *стабилизирующим* трансформатором ТС.

На фиг. 3.21 показана схема включения двухобмоточного трехфазного трансформатора стабилизации при условии, что направление намотки обеих обмоток каждой фазы одинаково.

Первичная обмотка ТС включается последовательно с якорем генератора так, что ее начала присоединены к генератору, а концы — к сети. В этом случае начала вторичных обмоток присоединяются к выпрямителю, а концы идут к соответствующим — основным или дополнительным — выводам обмотки якоря в зависимости от типа схемы самовозбуждения. При указанном соединении обмоток их н. с. направлены навстречу друг другу и, следовательно, результирующий поток трансформатора и э. д. с. вторичной обмотки пропорциональны разности н. с. обмоток, т. е.

$$\Phi = \frac{F_1 - F_2}{R_м} \quad и \quad E \equiv F_1 - F_2.$$



Фиг. 3.21. Двухобмоточный стабилизирующий трансформатор ТС.

При холостом ходе, когда ток в первичной обмотке трансформатора I_1 отсутствует, по вторичной обмотке протекает ток возбуждения холостого хода I_{20}.

В этом режиме вторичная обмотка ТС работает как реактивная катушка (реактор), включенная последовательно с выпрямителем, снижая напряжение на его зажимах до величины

$$\dot{U}_{\text{выпр}\,0} = \dot{U}_0 - \dot{I}_{20}Z_{20}.$$

Поток в ТС при холостом ходе Φ_0 определяется н. с. вторичной обмотки $I_{20}w_2$; он наводит в первичной обмотке ТС э. д. с. небольшой величины.

При некотором токе нагрузки I_1', при котором н. с. первичной и вторичной обмоток по величине равны друг другу, т. е. $I_1'w_1 = I_2w_2$, поток в ТС станет равным нулю, так как н. с. обмоток включены встречно. В этом режиме индуктивное сопротивление вторичной обмотки ТС практически равно нулю, и напряжение на зажимах выпрямителя возрастет до напряжения генератора

$$U_{\text{выпр}} \approx U_{\text{г}} - I_2R_2 \approx U_{\text{г}}.$$

Если еще увеличивать ток нагрузки, то н. с. первичной обмотки станет больше н. с. вторичной, и в стабилизирующем трансформаторе возникнет поток Ф, который будет наводить во вторичной обмотке дополнительную э. д. с. В то же время напряжение, приходящееся на выпрямитель непосредственно от сети через вторичную обмотку как реактивную катушку, снижается, так как с появлением потока в ТС ее полное сопротивление возрастает. В этом режиме ТС работает как вольтодобавочный трансформатор.

Таким образом, *на выходных зажимах ТС, к которым присоединен выпрямитель, образуется напряжение, зависящее от величины тока нагрузки.* Очевидно, что изменение фазы тока нагрузки (коэффициента мощности) не улавливается ТС, в чем заключается один из недостатков этой системы стабилизации напряжения.

На фиг. 3. 20, *б* приведена схема стабилизации напряжения, отличающаяся от рассмотренной тем, что обмотка возбуждения генератора разделена на две части. Одна из них питается от возбудителя, обеспечивающего необходимое возбуждение при холостом ходе, и ее н. с. не зависит от режима работы генератора; вторая обмотка, питаемая от сети переменного тока через выпрямитель, развивает н. с., величина которой пропорциональна току нагрузки, т. е. з а в и с и т от режима работы генератора. При холостом ходе генератора, как и в схеме *а*, н. с. возбуждения образуется обмоткой $ОВГ_1$ и в незначительной мере — обмоткой $ОВГ_2$. Ток возбуждения в обмотке $ОВГ_2$ мал, так как между выпрямителем и источником переменного тока включено большое индуктивное сопротивление вторичной обмотки трансформатора стабилизации. При нагружении генератора ток якоря обтекает первичную обмотку ТС, и последний переходит из режима реактора в режим вольтодобавочного стабилизирующего трансформатора. Индуктивное сопротивление вторичной цепи ТС падает и наведенная в ней э. д. с., складываясь векторно с напряжением сети, увеличивает напряжение на выпрямителе и, следовательно, ток возбуждения в обмотке $ОВГ_2$. Таким образом осуществляется стабилизирующее действие трансформатора.

Сопоставляя между собой схемы *а* и *б*, следует отметить что:

а) мощность возбудителя в схеме *б* примерно в 2 раза меньше, чем в схеме *а*;

б) мощность выпрямителя и трансформатора стабилизации в схеме *а* примерно в 5÷10 раз меньше, чем в схеме *б*;

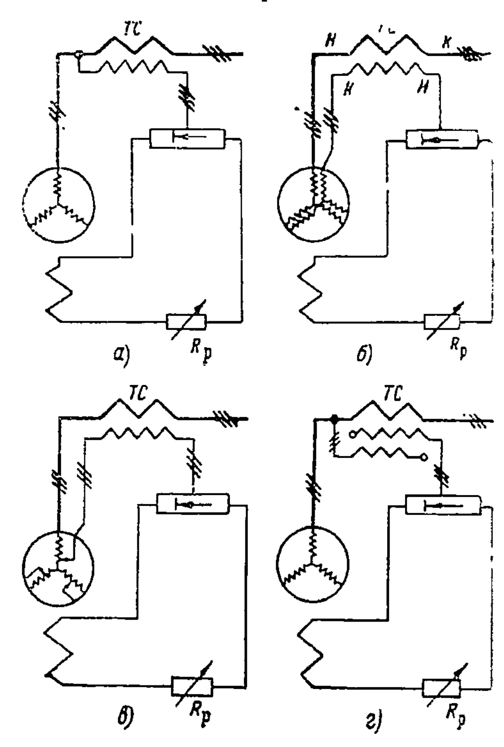
в) для генератора с внутренними вращающимися полюсами в схеме *б* необходимо четыре контактных кольца вместо двух в схеме *а*, что удлиняет и утяжеляет машину.

Схемы, рассмотренные на фиг. 3. 20, обеспечивают стабилизацию напряжения и надежно самовозбуждаются.

Стабилизация напряжения при возбуждении от выпрямителя

На фиг. 3. 22 приведены четыре схемы стабилизации напряжения при помощи трехфазных двухобмоточных или трехобмоточных трансформаторов стабилизации.

Схемы *а*, *б* и *в* с применением двухобмоточных трансформаторов отличаются между собой только способом присоединения концов вторичной обмотки ТС к источнику переменного тока: в схеме *а* они присоединены к выводам обмотки якоря генератора, в схеме *б* — к выводам дополнительной обмотки якоря и в схеме *в* — к отпайкам обмотки якоря генератора. В схемах *б* и *в* номинальная величина напряжения возбуждения не зависит от номинальной величины напряжения генератора.

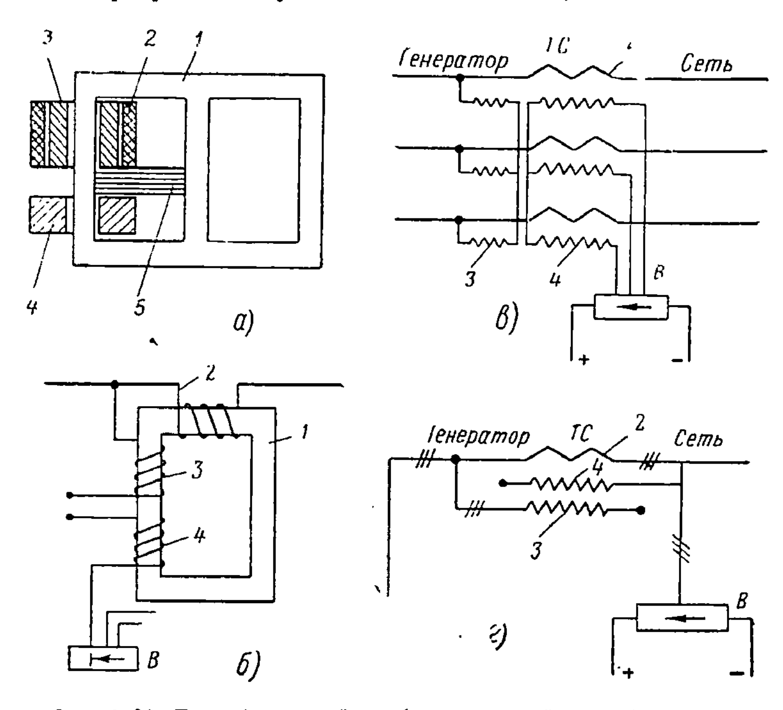


Фиг. 3. 22. Схемы стабилизации напряжения при самовозбуждении от выпрямителя.

Устройство и работа двухобмоточного трансформатора стабилизации были выяснены ранее. В схеме стабилизации напряжения *г* применен трехобмоточный трансформатор стабилизации, который совмещает в одном сердечнике двухобмоточный трансформатор стабилизации и трансформатор напряжения, имея три обмотки: одна включена последовательно с обмоткой якоря как первичная обмотка трансформатора тока; вторая включена параллельно обмотке якоря как первичная обмотка трансформатора напряжения; третья обмотка, присоединенная к выпрямителю, является вторичной для обеих первичных обмоток.

На фиг. 3. 23 показано расположение обмоток на сердечнике.

При холостом ходе генератора трехобмоточный ТС работает как обычный двухобмоточный трансформатор напряжения. В это время на обмотке возбуждения будет минимальное напряжение, соответствующее току холостого хода. При нагрузке генератора поток трансформатора возрастает под влиянием н. с. последовательной обмотки. В результате увеличивается э. д. с., наведенная во вто-



Фиг. 3. 23. Трехобмоточный стабилизирующий трансформатор.

а—расположение катушек, *б*—схема соединений, *в* и *г*—условные обозначения трехобмоточного трансформатора.
1—сердечник трансформатора, *2*—первичная обмотка трансформатора тока, *3*—первичная обмотка трансформатора напряжения, *4*—вторичная обмотка, *5*—магнитный шунт.

ричной обмотке трансформатора, которая пропорциональна (при ненасыщенном трансформаторе) току нагрузки, т. е. с ростом тока нагрузки возрастает н. с. обмотки возбуждения, что и необходимо для стабилизации напряжения генератора.

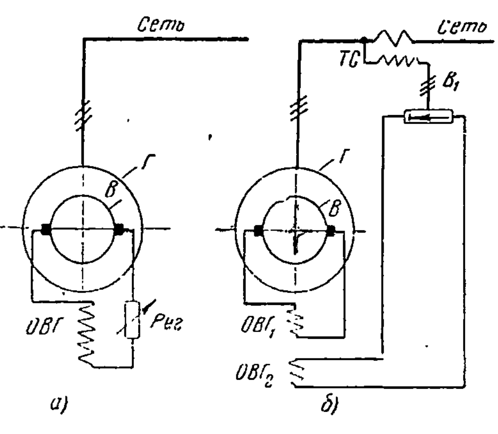
Из фиг. 3. 23 видно, что первичная обмотка напряжения ТС расположена не концентрически с вторичной обмоткой, как обычно, а сдвинута по высоте сердечника трансформатора. Кроме того, между ними проложен магнитный шунт из листов стали. Магнитный шунт между первичной обмоткой напряжения и вторичной позволяет устанавливать (изменением потока рассеяния) необходимое напряжение на входе выпрямителя при холостом ходе гене-

ратора. Увеличением потока рассеяния (увеличивая толщину магнитного шунта) снижают э. д. с., наведенную во вторичной обмотке ТС.

Стабилизация напряжения при возбуждении от встроенного возбудителя

На фиг. 3. 24, *а* приведена схема возбуждения, в которой магнитные цепи якоря синхронного генератора и якоря возбудителя, а также их первичные обмотки совмещены.

Эта система обеспечивает уменьшение аксиальных размеров машины и возможность некоторой стабилизации (саморегулирования) напряжения. Однако, как показали исследования подобного авиационного генератора, построенного по предложению и с участием автора, он обладает существенными недостатками, а именно: затруднено, а иногда и невозможно выполнение симметричной обмотки якоря возбудителя (в результате на коллекторе возникает недопустимое искрообразование); резко падающая внешняя характеристика возбудителя.



Фиг. 3. 24. Возбуждение от встроенного возбудителя.

а—обычная схема, *б*—схема с компаундированием, Г—генератор, В—возбудитель, Рег.—регулятор, $В_1$—выпрямитель, ТС—стабилизирующий трансформатор.

Ниже рассмотрены основные черты этой системы и возможные пути ее усовершенствования.

Одноякорный синхронный генератор двойного тока представляет собой синхронный генератор со встроенным возбудителем и двумя независимыми обмотками якоря. В одной машине конструктивно совмещены генератор переменного тока и генератор постоянного тока — возбудитель, предназначенный для питания цепи возбуждения генератора переменного тока. Обмотка якоря генератора переменного тока, присоединенная к контактным кольцам, и обмотка якоря генератора постоянного тока (возбудителя), соединенная с коллектором, размещены в одних и тех же пазах.

Машина выполняется обычно с внешними неподвижными полюсами и с вращающимся якорем. Самовозбуждение машины обеспечивается под влиянием остаточного магнетизма. Одноякорные генераторы двойного тока всегда выполняются без дополнительных полюсов и строятся только для машин небольшой мощности.

Преимуществом одноякорного генератора двойного тока является снижение веса и аксиальных размеров машины вследствие использования общей магнитной системы (см. фиг. 3. 6).

Существенным недостатком одноякорного генератора двойного тока является резко падающая внешняя характеристика генератора переменного тока даже при чисто активной нагрузке.

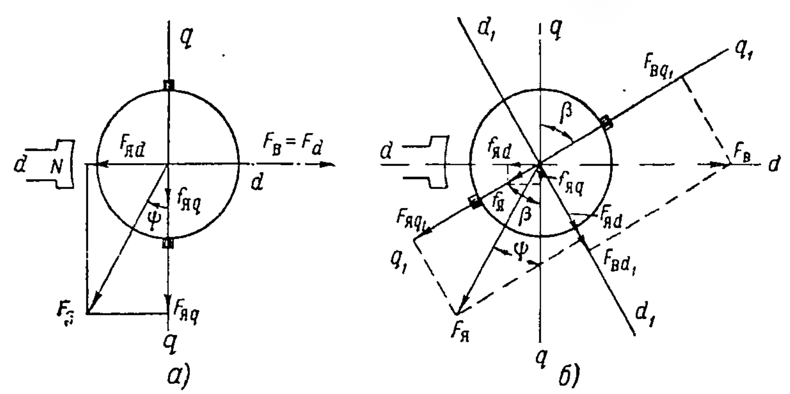
Резкое снижение напряжения генератора в зависимости от тока нагрузки является результатом того, что продольная составляющая н. с. якоря переменного

тока снижает основной поток машины, а следовательно, э. д. с. и напряжение обмоток якоря генератора и якоря возбудителя. Уменьшение напряжения на зажимах возбудителя, а следовательно, и тока возбуждения приведет к дополнительному снижению основного потока машины, т. е. к дополнительному снижению э. д. с. и напряжения в якоре генератора переменного тока. Таким образом, снижение напряжения генератора переменного тока происходит под влиянием:

а) падения напряжения в сопротивлении якоря;

б) уменьшения основного потока под влиянием н. с. якоря генератора и якоря возбудителя;

в) дополнительного уменьшения основного потока под влиянием снижения напряжения возбудителя в результате влияния н. с. якоря на основное поле.



Фиг. 3.25. Диаграмма н. с. якоря генератора и якоря возбудителя.

а—при щетках на нейтрали, б—при сдвиге щеток.

При коротком замыкании на зажимах генератора основной поток снижается до нуля. В этом случае машина теряет взбуждение и ток короткого замыкания генератора снижается до величины, определяемой остаточным магнетизмом.

По форме внешней характеристики однояскорный генератор двойного тока подобен машине постоянного тока с параллельным возбуждением. Прогрессивное снижение основного потока при повышении нагрузки вследствие снижения потока возбуждения приводит к тому, что машина имеет резко падающую внешнюю характеристику. Некоторое улучшение вносит работа при большом насыщении магнитной системы (ярма). Для повышения жесткости внешней характеристики необходимо обеспечить увеличение тока возбуждения с ростом нагрузки. Последнее можно достигнуть путем:

а) сдвига щеток с геометрической нейтрали по направлению вращения якоря;

б) применения двух независимых обмоток возбуждения, питаемых соответственно от поперечных и продольных щеток возбудителя;

в) применения двух независимых обмоток возбуждения, питаемых соответственно от возбудителя и от сети переменного тока через трансформатор стабилизации и выпрямитель (схема с компаундированием, фиг. 3.24, *б*);

г) устройства дополнительного компенсатора.

Сдвиг щеток по направлению вращения. На фиг. 3.25 приведена диаграмма н. с. двухполюсной машины двойного тока при щетках на нейтрали и при их сдвиге по направлению вращения.

Если предположить, что нагрузка генератора переменного тока неизменна, то продольная и поперечная составляющие н. с. якоря генератора, а также угловое смещение вектора тока (н. с.) по отношению к вектору напряжения (угол ψ) постоянны и от положения щеток возбудителя не зависят.

Продольная составляющая н. с. якоря $F_{яd}$ в зависимости от характера нагрузки — коэффициента мощности — будет ослаблять или усиливать основное

поле машины $F_в$. В рассматриваемом случае при отстающем $\cos\varphi$ н. с. $F_{яd}$ ослабляет основное поле (фиг. 3.25, *а*).

Поперечная составляющая н. с. якоря $F_{яq}$, как известно, искажает и несколько ослабляет основное поле.

При щетках на нейтрали продольная составляющая н. с. якоря возбудителя $f_{яd}$ отсутствует, а поперечная составляющая $f_{яq}$, равная максимальному значению н. с. якоря возбудителя, искажает и несколько ослабляет основное поле машины. Н. с. якоря возбудителя $f_я$ примерно в 10÷20 раз меньше н. с. якоря генератора $F_я$, и ее влиянием часто пренебрегают.

Повернув щетки возбудителя по направлению вращения якоря на угол β, как это показано на фиг. 3.25, *б*, получают что: а) направление и величина вектора н. с. якоря генератора остается без изменения; б) направление н. с. якоря возбудителя $f_я$ изменится, так как ось н. с. якоря возбудителя, жестко связанная с осью щеток, повернется в сторону вращения якоря также на угол β; в) величина тока возбуждения, а следовательно, и н. с. $f_я$ изменятся вследствие того, что напряжение на зажимах обмотки возбуждения в общем случае может измениться; г) возникает продольная составляющая н. с. якоря возбудителя и снижается величина поперечной составляющей.

Проектируя н. с. якоря возбудителя $f_я$ на неподвижные оси полюсов dd и qq, получают продольную $f_{яd}$ и поперечную $f_{яq}$ составляющие н. с. якоря возбудителя. Первая будет (фиг. 3.25, *б*) размагничивать основное поле машины, однако, как это было сказано выше, влияние н. с. якоря возбудителя невелико.

Э. д. с. в обмотке якоря возбудителя, наведенная н. с. обмотки полюсов $F_в$, снижается под влиянием того, что величина э. д. с. якоря возбудителя определяется продольной составляющей н. с. обмотки полюсов $F_{вd1}$, а ее величина снижается с увеличением угла сдвига щеток и равна нулю при β=90°.

В то же время в обмотке якоря возбудителя наводится дополнительная э. д. с. намагничивающей силой якоря генератора $F_{яd1}$, которая пропорциональна нагрузке и компенсирует в определенной степени снижение н. с. обмотки полюсов. Для определения величины н. с. обмотки полюсов и обмотки якоря генератора, под влиянием которых в якоре возбудителя наводится э. д. с., проектируют $F_в$ и $F_я$ на ось щеток q_1q_1 и ось d_1d_1.

Очевидно, что при определенном соотношении н. с. якоря и н. с. обмотки возбуждения можно получить условие, при котором напряжение генератора при изменении величины нагрузки будет практически неизменным. С изменением коэффициента мощности нагрузки угол поворота щеток должен также изменяться. Смещением щеток уменьшают потокосцепление обмотки якоря возбудителя с полем обмотки возбуждения полюсов и увеличивают потокосцепление с полем якоря генератора. В результате н. с. возбуждения возбудителя возрастает при изменении угла β до определенного значения.

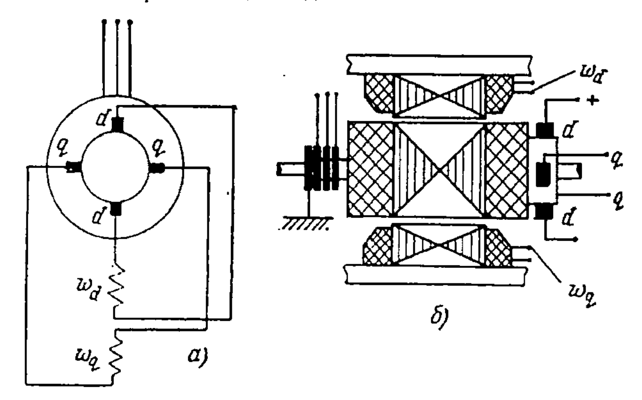
Одноякорный синхронный генератор двойного тока с двумя обмотками возбуждения имеет устройство и схему соединений фиг. 3.26.

В отличие от одноякорного генератора двойного тока с одной обмоткой возбуждения в рассматриваемой машине имеется двойной комплект щеток — один, как обычно, на поперечной оси и второй, дополнительный,— на продольной оси полюсов; имеются две обмотки возбуждения — одна, питаемая от поперечных щеток, и вторая, питаемая от продольных щеток; главные полюсы расщеплены для ослабления поля в зоне коммутации продольных щеток.

П р и н ц и п д е й с т в и я. Как известно, при вращении ненагруженного якоря машины постоянного тока в продольном поле в его обмотке наводится э. д. с., максимум которой располагается на поперечной оси полюсов qq (щетки при этом располагаются на продольной оси полюсов, однако условно — они расположены на поперечной оси полюсов.)

Если машина нагружена, то возникает поперечное поле якоря, обмотка якоря вращается в двух полях и в ней наводятся две э. д. с., одна из которых имеет максимум на оси поперечных щеток от продольного поля и вторая, дополнительная, э. д. с. имеет максимум на оси полюсов dd от поперечного поля якоря. Если поставить щетки на продольной оси полюсов, то на их зажимах будет э. д. с.,

пропорциональная потоку на поперечной оси машины и, следовательно, пропорциональная току нагрузки. В одноякорном генераторе двойного тока поперечное поле якоря складывается из двух составляющих: поперечного поля генератора переменного тока и поперечного поля возбудителя. Таким образом, к н. с. обмотки возбуждения от поперечных щеток добавляется н. с. обмотки возбуждения от

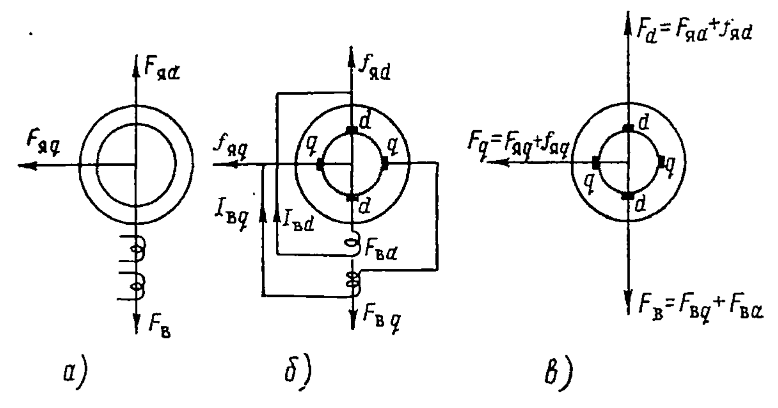


Фиг. 3.26. Схема одноякорного генератора двойного тока с двумя обмотками возбуждения.

а—схема соединения обмоток возбуждения, *б*—конструктивная схема.

продольных щеток, которая пропорциональна нагрузке и, следовательно, поддерживает напряжение генератора примерно постоянным.

Для уяснения физической сути явления приводится диаграмма н. с. машины при индуктивной нагрузке на фиг. 3. 27.



Фиг. 3.27. Диаграмма н. с. одноякорного генератора двойного тока с двумя обмотками возбуждения.

а—н. с. якоря генератора, *б*—н. с. якоря возбудителя, *в*—н. с. якоря генератора и якоря возбудителя.

Здесь на схеме *а* показаны н. с. генератора переменного тока, т. е. н. с. возбуждения $F_в$, направленная по продольной оси полюсов; поперечная составляющая н. с. $F_{я\,q}$ якоря генератора и продольная составляющая н. с. якоря генератора $F_{я\,d}$, направленная против н. с. обмотки возбуждения.

На схеме *б* приведены н. с. возбудителя постоянного тока с двойным комплектом щеток, где $f_{я\,q}$ — поперечная составляющая н. с. якоря возбудителя от тока $I_{я\,q} = I_{в\,q}$, который протекает в поперечном контуре якоря. При барабанной обмотке якоря щетки qq конструктивно расположены на продольной оси полюсов; $f_{я\,d}$ — продольная составляющая н. с. якоря возбудителя от тока $I_{я\,d} = I_{в\,d}$, который протекает в продольном контуре якоря.

Полная картина н. с., показанная на схеме *в*, получена в результате сложения схем *а* и *б*.

Величина поперечного тока $I_{в\,q}$ и поперечной н. с. $f_{я\,q}$ возбудителя определяется при щетках на геометрической нейтрали величиной результирующего продольного поля машины. Величина продольного тока $I_{я\,d}$ и продольной н. с. $f_{я\,d}$ возбудителя определяется результирующим поперечным полем машины, причем ток возбуждения от продольных щеток $I_{в\,d}$ возрастает с увеличением нагрузки (увеличением поперечной реакции якоря), а ток возбуждения от поперечных $I_{в\,q}$ снижается под влиянием нагрузки, так как уменьшается продольное поле.

При холостом ходе генератора переменного тока поперечное поле якоря практически равно нулю, так как поперечная составляющая н. с. якоря возбудителя мала и ею можно пренебречь. Следовательно, основное поле возбуждения определяется н. с. одной обмотки возбуждения, присоединенной к поперечным щеткам возбудителя.

При включении обмотки генератора на смешанную нагрузку появляется реакция якоря, которая размагничивает основное поле, но одновременно наводит э. д. с. и ток в продольной цепи якоря, который питает дополнительную обмотку возбуждения. Таким образом, при определенном соотношении н. с. якоря и н. с. обмотки возбуждения можно получить взаимную компенсацию намагничивающих и размагничивающих полей, и напряжение на зажимах генератора при изменениях нагрузки будет сохраняться почти неизменным.

Недостатками этой системы являются конструктивные и технологические затруднения при выполнении второго комплекта щеток, особенно при числе полюсов более четырех; повышение потерь на коллекторе и ухудшение его охлаждения; недоступность коллектора; зависимость напряжения генератора от коэффициента мощности.

Системы возбуждения без скользящего контакта позволяют устранить один большой недостаток всех перечисленных ранее систем возбуждения и самовозбуждения синхронных машин классического типа, состоящий в наличии скользящего щеточного контакта.

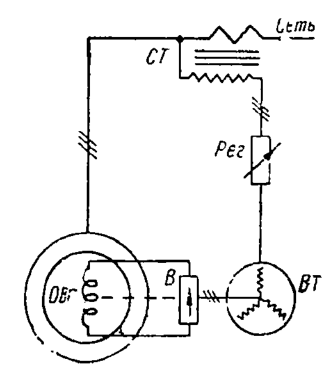
За последние годы в СССР и за рубежом были предложены новые системы возбуждения классических машин без скользящего контакта. В 1955 г. был опубликован французский патент на систему самовозбуждения синхронной машины без применения щеток. Эта система отличается от изложенных систем самовозбуждения тем, что вместо узла «контактные кольца — щетки» на валу генератора располагается вращающийся трансформатор, возбуждаемый от сети переменного тока. Вторичное напряжение двойной частоты выпрямляется при помощи твердого выпрямителя, расположенного на валу генератора, и подается в обмотку возбуждения генератора (фиг. 3.28).

Отстутствие скользящего контакта упрощает обслуживание, повышает высотность, долговечность и надежность эксплуатации, устраняет радиопомехи, снижает вес и стоимость машины. В то же время система обладает всеми недостатками систем самовозбужде-

ния (большая мощность регулирования, трудности самовозбуждения) и, кроме того, увеличивает аксиальные размеры и усложняет конструкцию машины. Комбинируя совместно систему регулирования и вращающийся трансформатор, можно снизить вес и габариты системы (например, заложив в пазы статора обмотку управления).

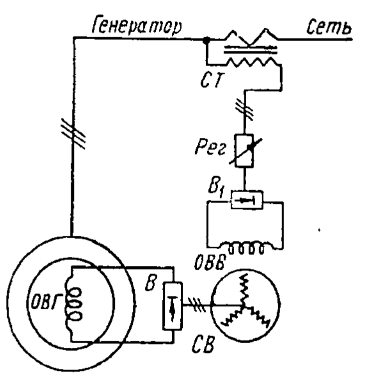
В 1955 г. автором были предложены две новые системы, приведенные на фиг. 3. 29 и 3. 30, *а*.

Схема самовозбуждения, изображенная на фиг. 3. 29, в отличие от схемы фиг. 3. 28, имеет вместо вращающегося трансформатора



Фиг. 3. 28. Схема системы самовозбуждения без скользящего контакта с применением вращающегося трансформатора ВТ и вращающегося выпрямителя В.

ОВГ—обмотка возбуждения генератора, Рег.—регулятор напряжения, ТС—двухобмоточный стабилизирующий трансформатор.

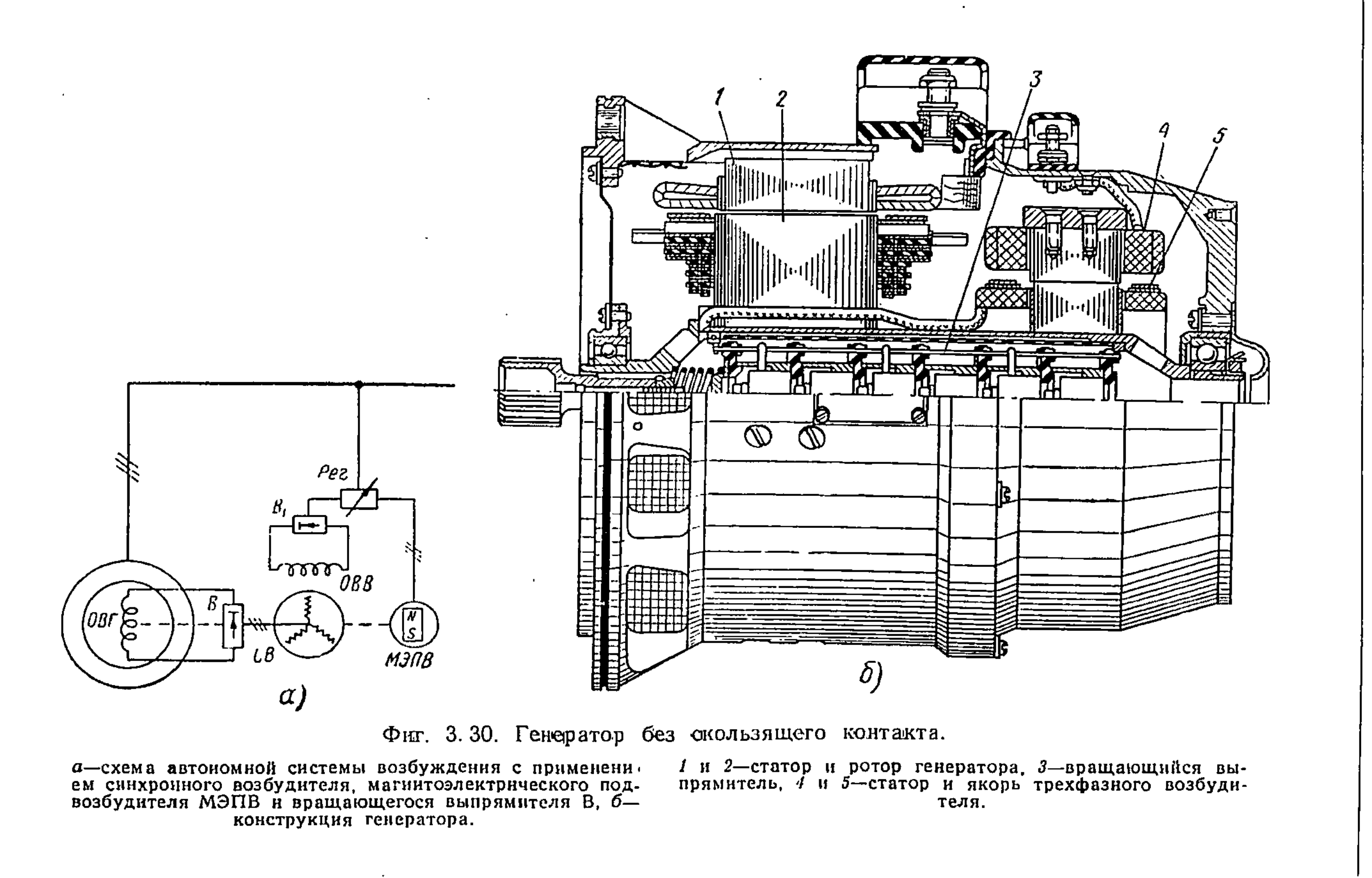


Фиг. 3. 29. Схема системы самовозбуждения без скользящего контакта с применением синхронного возбудителя СВ и вращающегося выпрямителя В.

ОВВ—обмотка возбуждения синхронного возбудителя, B_1—выпрямитель.

синхронный возбудитель, т. е. синхронную машину трехфазного тока, цепь возбуждения которой питается от сети переменного тока через выпрямитель В. Достоинствами этой схемы по сравнению с французской являются снижение мощности регулирования напряжения примерно в 10 раз, так как в данном случае регулируется мощность возбуждения синхронного возбудителя, а не мощность возбуждения синхронного генератора; значительное уменьшение размеров регулятора и трансформатора стабилизации (ТС); улучшение условий работы генератора и уменьшение его мощности, так как система самовозбуждения требует от сети генератора значительно меньшую полную и особенно реактивную мощность; возможность обеспечения более надежного самовозбуждения повышением остаточного напряжения в синхронном возбудителе.

Схема автономного независимого возбуждения, изображенная на фиг. 3. 30, отличается от схемы фиг. 3. 29 тем, что обмотка возбуждения синхронного возбудителя питается от трехфазного маг-



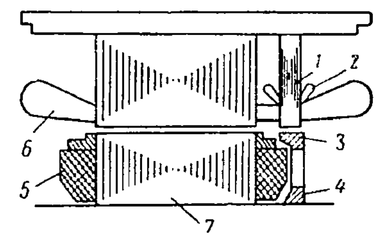
Фиг. 3. 30. Генератор без скользящего контакта.

а—схема автономной системы возбуждения с применением синхронного возбудителя, магнитоэлектрического подвозбудителя МЭПВ и вращающегося выпрямителя В, *б*—конструкция генератора.

1 и *2*—статор и ротор генератора, *3*—вращающийся выпрямитель, *4* и *5*—статор и якорь трехфазного возбудителя.

нитоэлектрического генератора, расположенного на валу машины. Эта система в отношении автономности, мощности регулирования и надежности самовозбуждения подобна системе с возбудителем постоянного тока, но обладает по сравнению с ней рядом достоинств, так как не имеет коллекторного скользящего контакта.

Наличие магнитоэлектрического синхронного подвозбудителя несколько усложняет конструкцию всей установки. Однако необходимо иметь в виду, что его мощность и размеры незначительны, кроме того, подвозбудитель можно выполнять на повышенную частоту (1000÷1600 *гц*), что приведет к снижению не только размеров подвозбудителя, но и размеров магнитного регулятора, если он применяется.



Фиг. 3. 31. Конструктивная схема компенсированного синхронного генератора.

1 и *2*—сердечник (статор) и обмотка якоря возбудителя переменного тока, *3*—стальное кольцо возбудителя (ротор), *4*—алюминиевая крестовина возбудителя, *5* и *6*—обмотка возбуждения и обмотка якоря генератора, *7*—полюсы генератора.

Последнюю систему можно рекомендовать для авиационных генераторов большой мощности и при больших скоростях вращения, когда скользящий контакт особенно нежелателен.

Возможны дальнейшие модификации систем фиг. 3. 29 и 3. 30 в соответствии с ранее рассмотренными системами.

Общим недостатком всех систем возбуждения и самовозбуждения без скользящего контакта является наличие на валу (или в полом валу) машины вращающегося твердого выпрямителя на полную мощность возбуждения генератора. Однако этот недостаток можно свести к минимуму, если применить кремниевые выпрямители; современные кремниевые выпрямители дают возможность снять с каждого кубического сантиметра около 200 *вт* и надежно работают при температуре 200° С. Таким образом, внутри полого вала авиационного генератора мощностью в 50÷100 *ква* необходимо разместить кремниевый выпрямитель объемом до 10 *см*^{3}, что конструктивно вполне выполнимо.

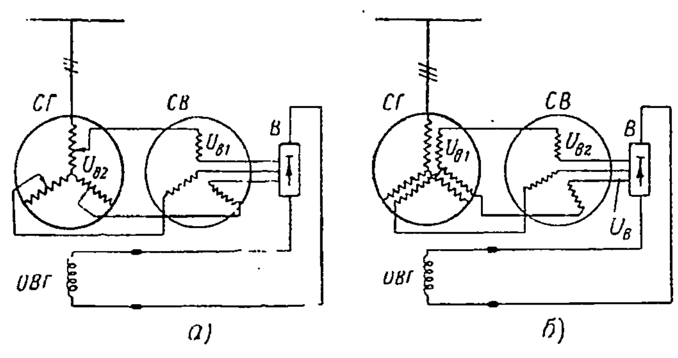
Компенсированный синхронный генератор. Системы трансформаторного компаундирования напряжения реагируют на изменение тока нагрузки, но не учитывают его фазы.

На фиг. 3. 31 приведена система, выполненная в 1948 г. по предложению автора, которая реагирует на изменение величины и фазы тока нагрузки. Отличительной особенностью данной компенсированной синхронной машины является наличие встроенного возбудителя переменного тока, состоящего из статора возбудителя, набранного из листов аналогично сердечнику статора генератора; ротора возбудителя; обмотки возбудителя, выполненной аналогично обмотке якоря генератора и расположенной в пазах якоря возбудителя.

В пазах якоря возбудителя, как показано на фиг. 3. 31, разме-

щается и обмотка якоря генератора. Обмотка якоря возбудителя может присоединяться к отпайкам обмотки якоря генератора (фиг. 3. 32, *а*) или к специальной обмотке возбуждения, расположенной в пазах якоря генератора (фиг. 3. 32, *б*).

Принцип работы. При холостом ходе генератора на зажимах обмотки возбуждения будет напряжение, соответствующее напряжению на отпайках обмотки якоря генератора, к которым они присоединены, или напряжение специальной обмотки якоря. Очевидно, величина этого напряжения должна быть подобрана так, чтобы генератор развивал номинальное напряжение. При этом возбудитель не работает, и генератор самовозбуждается от собственной сети. Обмотка якоря возбудителя в этом режиме представляет собой индуктивное сопротивление, включенное последовательно в цепь возбуждения.



Фиг. 3. 32. Схемы соединений компенсированного генератора.
СГ—генератор, СВ—синхронный возбудитель, В—выпрямитель. ОВГ—обмотка возбуждения генератора.

Если нагрузить генератор, то по обмотке якоря пойдет ток, который в магнитных системах генератора и возбудителя образует вращающееся поле реакции якоря. Поле реакции якоря наведет в обмотке возбудителя э. д. с., которая пропорциональна по величине току якоря (если магнитная цепь слабо насыщена) и строго соответствует фазе н. с. якоря. Таким образом, величина напряжения обмотки возбуждения равна геометрической сумме вектора части напряжения $U_{в1}$ якоря генератора, практически не зависящего от величины нагрузки, и вектора напряжения $U_{в2}$ якоря возбудителя, пропорционального току нагрузки (фиг. 3. 33, *а*).

Направление вектора напряжения $U_в$ обмотки возбуждения будет определяться характером нагрузки.

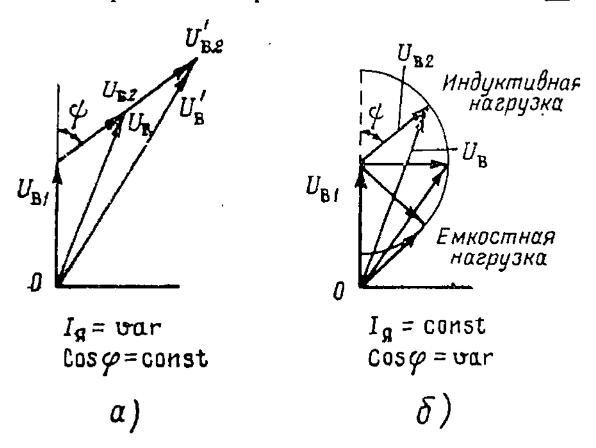
При чисто активной нагрузке ($\cos\psi=1$) ось н. с. якоря смещена по отношению к оси на 90 электрических градусов. На такой же примерно угол будет смещен и вектор напряжения возбудителя по отношению к вектору напряжения генератора.

При чисто реактивной нагрузке (индуктивной или емкостной), когда оси н. с. якоря и н. с. полюсов совпадают, вектор напряже-

ния возбудителя будет алгебраически складываться с вектором напряжения якоря при индуктивной нагрузке и вычитаться при емкостной (фиг. 3. 33, *б*).

Таким образом, напряжение возбудителя оказывается функцией величины и фазы нагрузки, а машина обладает способностью саморегулировать напряжение.

Испытание авиационного генератора мощностью 15 *ква*, выполненного по указанной схеме, показало, что генератор реагирует на изменение величины и характера нагрузки и при постоянной скорости вращения сохраняет напряжение с точностью $\pm 3\%$. В то же



Фиг. 3. 33. Диаграммы напряжения компенсированного генератора.

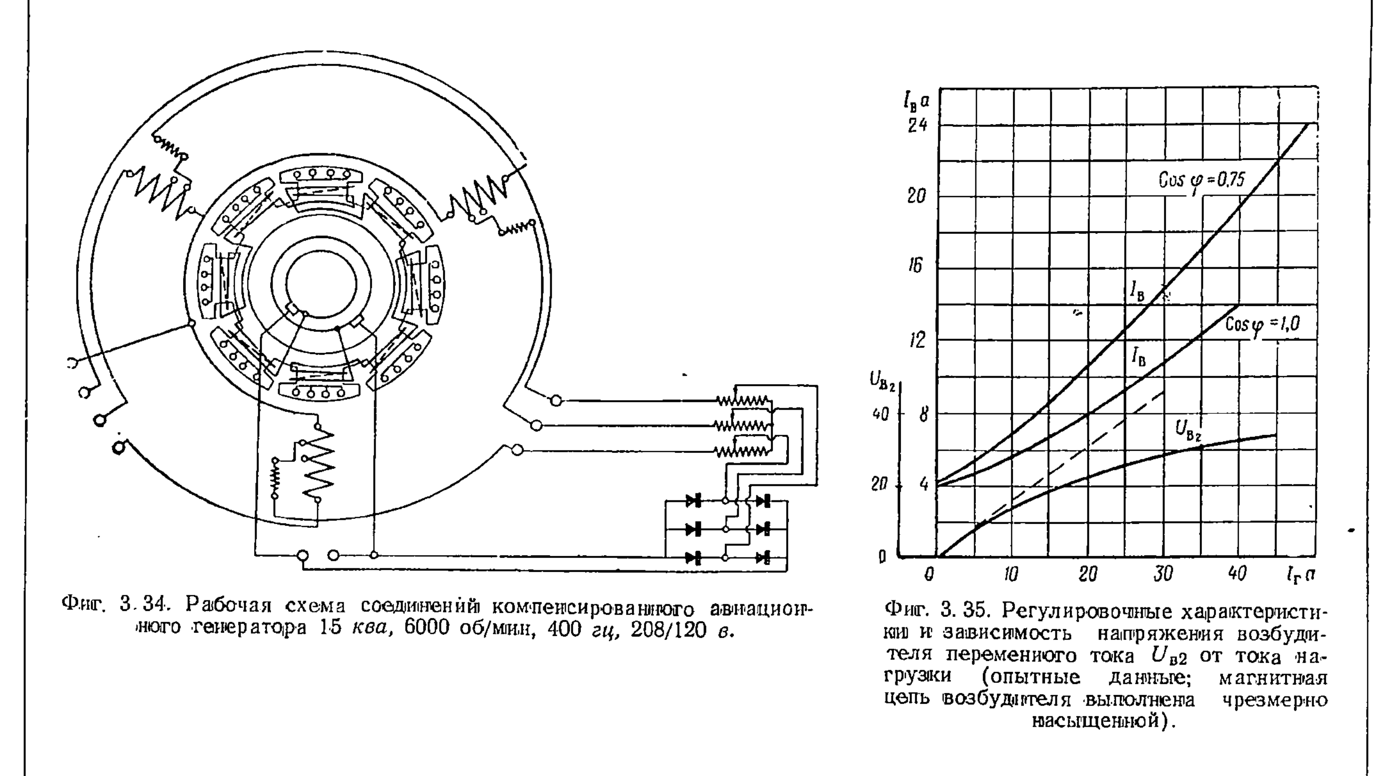
время он не реагирует на изменение скорости вращения и температуры обмоток, которые оказывают существенное влияние на величину напряжения генератора.

Достоинство компенсированных синхронных генераторов по сравнению с системами самовозбуждения с применением компаундирующих трехобмоточных трансформаторов состоит еще в том, что при коротком замыкании на зажимах генератора он не теряет возбуждения.

Размеры встроенного возбудителя переменного тока невелики и определяются разностью мощностей возбуждения генератора при нагрузке и холостом ходе. Возможны комбинированные системы стабилизации напряжения с применением возбудителей, встроенных в статор и установленных на валу генератора.

Компенсированные синхронные генераторы могут найти применение в случаях, когда не требуется большая точность стабилизации напряжения.

На фиг. 3. 34 и 3. 35 приведены схемы соединений авиационного синхронного компенсированного генератора мощностью 15 *ква* и его регулировочные характеристики $I_в = f(I_г)$.

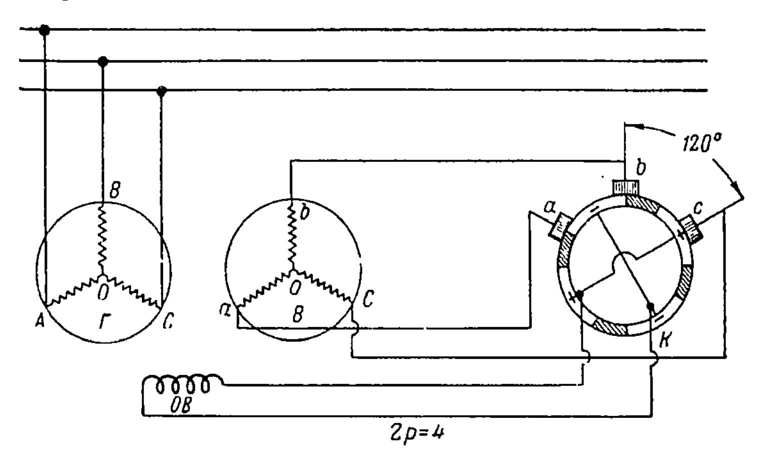


Фиг. 3.34. Рабочая схема соединений компенсированного авиационного генератора 15 *ква*, 6000 об/мин, 400 *гц*, 208/120 *в*.

Фиг. 3.35. Регулировочные характеристики и зависимость напряжения возбудителя переменного тока $U_{в2}$ от тока нагрузки (опытные данные; магнитная цепь возбудителя выполнена чрезмерно насыщенной).

Синхронный генератор с механическим выпрямителем выполняется с внутренними явно выраженными вращающимися полюсами и неподвижным якорем. В одних и тех же пазах якоря располагаются две трехфазные обмотки: обмотка генератора Г и обмотка В, служащая для питания цепи возбуждения.

Механический выпрямитель преобразует напряжение переменного тока обмотки В в напряжение постоянного тока, которым питают обмотку возбуждения, расположенную на полюсах генератора. Он состоит из неподвижных щеток *a*, *b*, *c*, смещенных между собой на 120 электрических градусов и укрепленных в станине, и вращающе-



Фиг. 3. 36. Принципиальная схема синхронного генератора с механическим выпрямителем.

гося коммутатора К, расположенного на валу генератора. Коммутатор состоит из $2p$ активных (токопроводящих) секторов и $2p$ разделяющих (нетокопроводящих) секторов, как это показано на фиг. 3. 36.

Ток от трехфазной обмотки В через неподвижные щетки *a*, *b*, *c* попадает на вращающийся коммутатор выпрямителя К. Выпрямленный ток от коммутатора поступает во вращающуюся обмотку возбуждения, которая жестко присоединена к коммутатору.

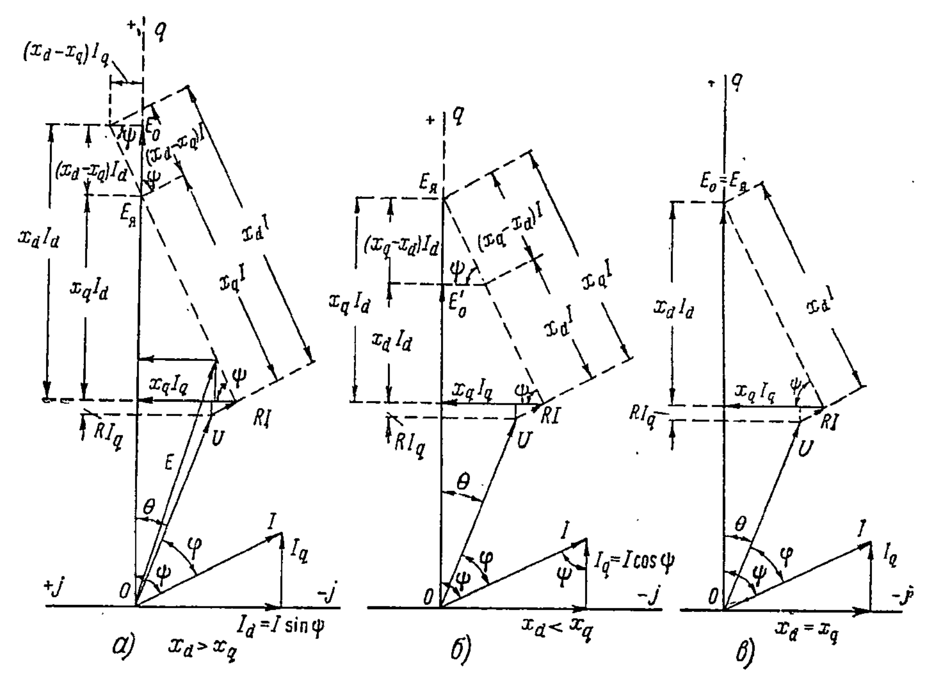
Для автоматического регулирования напряжения используется трехфазный трехобмоточный трансформатор стабилизации.

Синхронный генератор с механическим выпрямителем, являющимся вывернутым коллектором, имеет меньший вес и меньшую аксиальную длину. Эта машина по существу представляет собой одноякорный генератор двойного тока с двумя обмотками переменного тока, где вместо коллектора применен вывернутый коллектор.

Синхронные машины с механическими выпрямителями нашли применение для генераторов мощностью до 100 *ква* при 50 *гц* и могут найти применение в авиации.

3.4. АНАЛИТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С УЧЕТОМ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ЯКОРЯ

Модифицированная диаграмма напряжения. При исследовании синхронных машин обычно пренебрегают активным сопротивлением обмотки якоря. Последнее, как будет показано ниже, недопустимо при исследовании синхронных машин микро- и малой мощности. При учете активного сопротивления якоря удоб-



Фиг. 3.37. Векторные диаграммы напряжения синхронной машины.

но пользоваться относительными параметрами синхронных машин и модифицированными диаграммами напряжения, построенными с учетом новых параметров. Для уяснения сути вопроса приводятся диаграммы напряжения в абсолютных и относительных единицах.

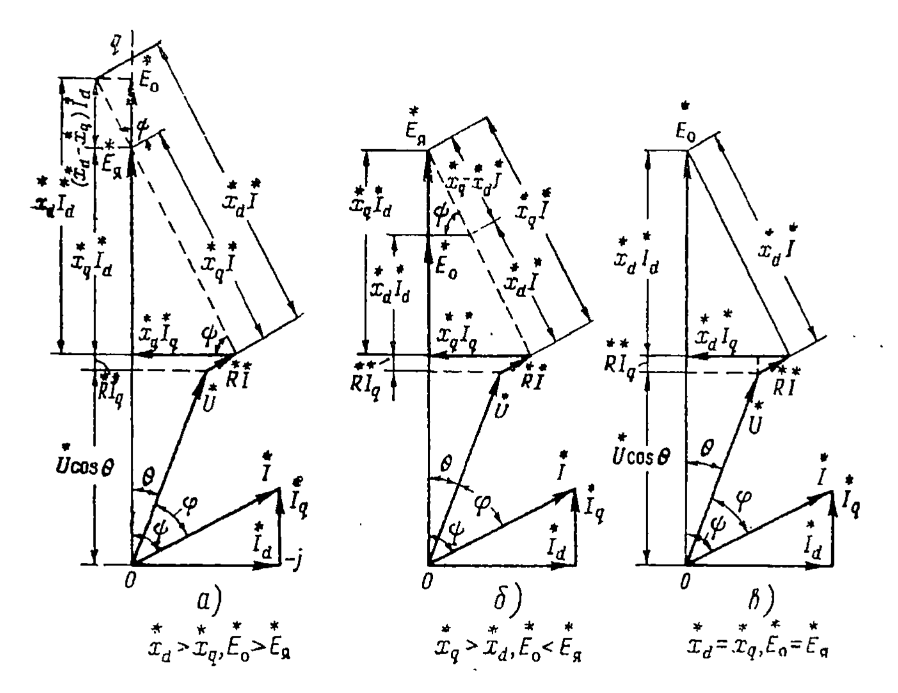
На фиг. 3.37 даны векторные диаграммы напряжения для синхронного генератора при смешанной нагрузке с отстающим током.

Фиг. 3.37, *а* и 3.37, *б* относятся к явнополюсным генераторам при $x_d > x_q$ и $x_d < x_q$, а фиг. 3.37, *в* — к неявнополюсному синхронному генератору.

На фиг. 3.38 приведены аналогичные векторные диаграммы напряжения, но выраженные в относительных единицах. При переходе от векторных диаграмм фиг. 3.37 к векторным диаграммам фиг. 3.38, выраженным в относительных единицах, углы φ, θ и ψ,

а также ток якоря сохраняются неизменными. При этом параметры в относительных единицах равны

$$\left.\begin{aligned}\overset{*}{x}_d&=\frac{x_d}{z_{\text{ном}}}=x_d\frac{I_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}},\\ \overset{*}{x}_q&=\frac{x_q}{z_{\text{ном}}}=x_q\frac{I_{\text{н}}}{U_{\text{ном}}},\\ \overset{*}{R}&=\frac{R}{z_{\text{ном}}}=R\frac{I_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}}.\end{aligned}\right\}\qquad(3.21)$$



Фиг. 3. 38. Векторные диаграммы напряжения синхронной машины в относительных единицах.

Кроме того, вводятся обозначения

$$\overset{*}{U}=\frac{U}{U_{\text{ном}}},\quad \overset{*}{E}_{01}=\frac{E_0}{U_{\text{ном}}},\quad \overset{*}{E}_0=\frac{E_0}{U},\quad \overset{*}{E}_{я1}=\frac{E_я}{U_{\text{ном}}},\quad \overset{*}{I}=\frac{I}{I_{\text{ном}}}.\qquad(3.22)$$

Для исследования синхронных машин с учетом активного сопротивления якоря предлагаются модифицированные диаграммы напряжения, приведенные на фиг. 3. 39 и соответствующие фиг. 3. 37 и 3. 38.

В векторных диаграммах фиг. 3. 39 приняты следующие обозначения:

относительная синхронная индуктивность по продольной и поперечной осям машины

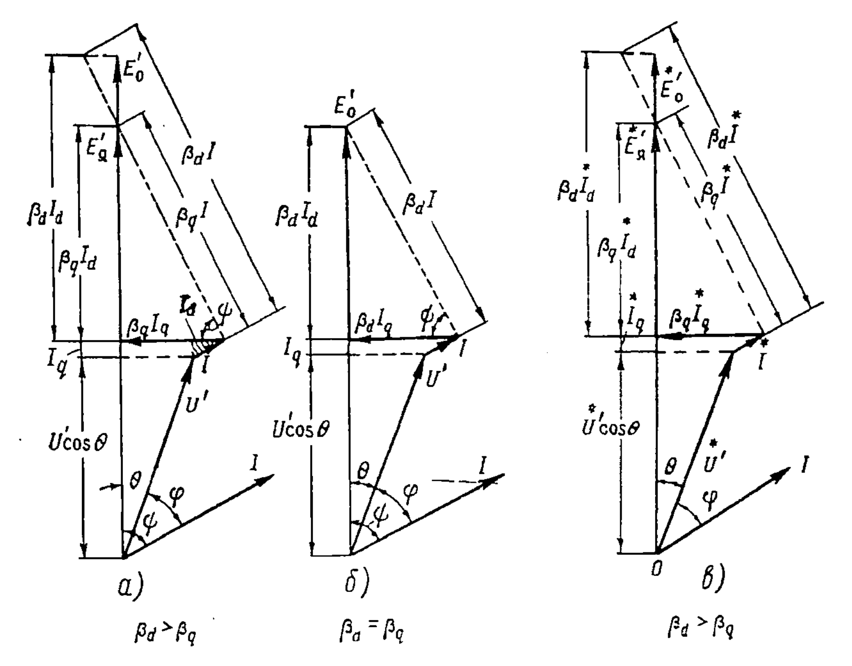
$$\beta_d=\frac{x_d}{R}=\frac{\overset{*}{x}_d}{\overset{*}{R}}, \quad \beta_q=\frac{x_q}{R}=\frac{\overset{*}{x}_q}{\overset{*}{R}}, \tag{3.23}$$

асимметрия магнитной системы

$$k=\frac{\beta_d}{\beta_q}=\frac{x_d}{x_q}=\frac{\overset{*}{x}_d}{\overset{*}{x}_q} \tag{3.23а}$$

и

$$E_0'=\frac{E_0}{R}, \quad E_я'=\frac{E_я}{R}, \quad \overset{*}{E}{}_0'=\frac{\overset{*}{E}_0}{\overset{*}{R}}, \quad \overset{*}{E}{}_я'=\frac{\overset{*}{E}_я}{\overset{*}{R}} \text{ и } U'=\frac{U}{R}. \tag{3.23б}$$



Фиг. 3.39. Модифицированные векторные диаграммы напряжения синхронной машины в абсолютных и относительных единицах.

С учетом модифицированных схем замещения можно написать основные уравнения синхронного генератора, приняв во внимание активное сопротивление якоря.

Ток якоря

Комплекс и модуль тока якоря синхронной машины равны

$$\dot{I}=I_q-jI_d \text{ и } I=\sqrt{I_q^2+I_d^2}. \tag{3.24}$$

На основании диаграммы фиг. 3.39, *а* уравнения равновесия будут

$$\left.\begin{aligned} I_d\beta_d + I_q + U'\cos\theta = E_0'; \\ -I_q\beta_d + I_d + U'\sin\theta = 0. \end{aligned}\right\} \qquad (3.25)$$

Решая совместно два последних уравнения и учитывая (3.23, *б*), можно получить общее выражение для продольного и поперечного тока якоря синхронной машины

$$\pm I_d = \frac{U'\left(\overset{*}{E}_0\beta_d - \beta_d\cos\theta - k\sin\theta\right)}{k+\beta_d^2} =$$

$$= \frac{U'}{\beta_d}\,\frac{\overset{*}{E}_0 - \cos\theta - k\beta_d^{-1}\sin\theta}{1+k\beta_d^{-2}} \qquad (3.26)$$

и

$$I_q = k\frac{U'}{\beta_d}\,\frac{\left(\overset{*}{E}_0 - \cos\theta\right)\beta_d^{-1} + \sin\theta}{1+k\beta_d^{-2}}, \qquad (3.27)$$

где

$$\overset{*}{E}_0 = \frac{E_0'}{U'} = \frac{E_0}{U}.$$

Знак «плюс» перед I_d соответствует отстающему току (индуктивной нагрузке), а знак «минус» — опережающему току (емкостной нагрузке).

Если пренебречь активным сопротивлением якоря ($R=0$), то

$$\beta_d = \infty \quad \text{и} \quad \frac{U'}{\beta_d} = \frac{U}{x_d}.$$

В этом случае уравнения (3.26) и (3.27) будут

$$\pm I_d = U'\beta_d^{-1}\left(\overset{*}{E}_0 - \cos\theta\right) = \frac{U}{x_d}\left(\overset{*}{E}_0 - \cos\theta\right) \qquad (3.28)$$

и

$$I_q = kU'\beta_d^{-1}\sin\theta = k\frac{U}{x_d}\sin\theta. \qquad (3.29)$$

Для неявнополюсных синхронных машин $\beta_d=\beta_q$ и $k=1$, т. е.

$$\pm I_d = U'\beta_d^{-1}\,\frac{\overset{*}{E}_0 - \cos\theta - \beta_d^{-1}\sin\theta}{1+\beta_d^{-2}} \qquad (3.30)$$

и

$$I_q = U'\beta_d^{-1}\,\frac{\left(\overset{*}{E}_0 - \cos\theta\right)\beta_d^{-1} + \sin\theta}{1+\beta_d^{-2}}. \qquad (3.31)$$

Подставив в (3.24) значение токов I_d и I_q из (3.26) и (3.27), а также учитывая, что

$$\cos^2\theta = 0{,}5\,(1+\cos 2\theta) \quad \text{и} \quad \sin^2\theta = 0{,}5\,(1-\cos 2\theta),$$

можно получить после несложных преобразований общее выражение для модуля тока якоря:

$$I=\frac{U'\beta_d^{-1}}{1+k\beta_d^{-2}}\sqrt{\overset{*}{E}{}_0^2(1+k^2\beta_d^{-2})-2\overset{*}{E}_0\,[(1+k^2\beta_d^{-2})\cos\theta-k\beta_d^{-1}\times}$$

$$\overline{\times(k-1)\sin\theta]-(k-1)\,[0{,}5\,(k+1)\cos 2\theta+k\beta_d^{-1}\sin 2\theta]+}$$

$$\overline{+0{,}5\,(k^2+1)+k^2\beta_d^{-2}}. \qquad (3.32)$$

Для неявнополюсных машин $k=1$, и уравнение для тока якоря (3. 32) будет значительно проще:

$$I=\frac{U'\beta_d^{-1}}{\sqrt{1+\beta_d^{-2}}}\sqrt{1+\overset{*}{E}{}_0^2-2\overset{*}{E}_0\cos\theta}. \qquad (3.33)$$

Если пренебречь активным сопротивлением якоря ($R=0$), то ток якоря при $k\neq 1$ и $k=1$ будет соответственно равен

$$I'=U'\beta_d^{-1}\sqrt{\overset{*}{E}{}_0^2-2\overset{*}{E}_0\cos\theta-0{,}5\,(k^2-1)\cos 2\theta+0{,}5\,(1+k^2)} \qquad (3.34)$$

и

$$I'=U'\beta_d^{-1}\sqrt{1+\overset{*}{E}{}_0^2-2\overset{*}{E}_0\cos\theta}. \qquad (3.34а)$$

Рассмотрим предельный режим работы синхронной машины — установившееся симметричное короткое замыкание на зажимах генератора, когда $U=0$ и $\overset{*}{E}_0=E_0/U=\infty$.

В этом случае продольная и поперечная составляющие тока короткого замыкания, а также их отношение из (3. 26) и (3. 27) будут соответственно равны

$$I_{d\text{к}}=\frac{E_0'\beta_d^{-1}}{1+k\beta_d^{-2}}, \qquad (3.35)$$

$$I_{q\text{к}}=\frac{kE_0'\beta_d^{-1}}{1+k\beta_d^{-2}}, \qquad (3.36)$$

$$\frac{I_{d\text{к}}}{I_{q\text{к}}}=\frac{1}{k}=\frac{\beta_q}{\beta_d}=\frac{x_q}{x_d}=\frac{\overset{*}{x}_q}{\overset{*}{x}_d}. \qquad (3.37)$$

Выражения для установившегося симметричного тока короткого замыкания после введения U' под радикал выражения (3. 32) будут следующие:

в общем случае, когда $k\neq 1$ и $R\neq 0$

$$I_\text{к}=E_0'\beta_d^{-1}\frac{\sqrt{1+k^2\beta_d^{-2}}}{1+k\beta_d^{-2}}=E_0'\frac{\sqrt{k^2+\beta_d^2}}{k+\beta_d^2}; \qquad (3.38)$$

при $k=1$ и $R \neq 0$ из (3.38) получится, что

$$I_\text{к}=\frac{E_0'}{\beta_d}\frac{1}{\sqrt{1+\beta_d^{-2}}}=\frac{E_0'}{\sqrt{1+\beta_d^2}}. \tag{3.39}$$

Если пренебречь активным сопротивлением якоря, то независимо от типа синхронной машины ($k \neq 1$ или $k=1$) ток короткого замыкания будет

$$I_\text{к}'=\frac{E_0'}{\beta_d}=\frac{E_0}{x_d}. \tag{3.40}$$

Уравнение (3.38), представляющее собой характеристику короткого замыкания явнополюсной синхронной машины с учетом активного сопротивления якоря, может быть преобразовано следующим образом:

$$I_\text{к}=\frac{E_0}{x_d}\frac{\sqrt{1+k^2\beta_d^{-2}}}{1+k\beta_d^{-2}}\frac{I_\text{ном}}{U_\text{ном}}\frac{U_\text{ном}}{I_\text{ном}}=\frac{\overset{*}{E}_{01}}{\overset{*}{x}_d}I_\text{ном}\frac{\sqrt{1+k^2\beta_d^{-2}}}{1+k\beta_d^{-2}}=$$

$$=\overset{*}{E}_{01}I_\text{ном}k_\text{к} \tag{3.41}$$

и

$$\overset{*}{I}_\text{к}=\frac{I_\text{к}}{I_\text{ном}}=\frac{\overset{*}{E}_{01}}{x_d}\frac{\sqrt{1+k^2\beta_d^{-2}}}{1+k\beta_d^{-2}}=\frac{\overset{*}{E}_{01}}{\overset{*}{R}}\frac{\sqrt{k^2+\beta_d^2}}{k+\beta_d^2}=\overset{*}{E}_{01}k_\text{к}, \tag{3.42}$$

где

$$x_d=\overset{*}{x}_d\frac{U_\text{ном}}{I_\text{ном}}, \qquad \overset{*}{E}_{01}=\frac{E_0}{U_\text{ном}}$$

и

$$k_\text{к}=\frac{\overset{*}{I}_\text{к}}{E_{01}}=\frac{1}{\overset{*}{x}_d}\frac{\sqrt{1+k^2\beta_d^{-2}}}{1+k\beta_d^{-2}}=\frac{1}{\overset{*}{R}}\frac{\sqrt{k^2+\beta_d^2}}{k+\beta_d^2}=\operatorname{tg}\alpha_\text{к} \tag{3.43}$$

— тангенс угла наклона приведенной относительной характеристики короткого замыкания.

В прямолинейной части характеристики холостого хода

$$E_0=k_0I_\text{в}\equiv I_\text{в} \text{ или } \overset{*}{E}_{01}=k_0\overset{*}{I}_\text{в}\frac{I_\text{в.ном}}{U_\text{ном}}\equiv\overset{*}{I}_\text{в},$$

причем

$$k_0=\frac{5k_\text{ф}w_\text{э}}{k_s 10^8}\frac{\alpha\tau}{\delta'}fw_\text{в}=\operatorname{tg}\alpha_0 \tag{3.44}$$

— тангенс угла наклона характеристики холостого хода;

$w_\text{в}$ — число витков обмотки возбуждения на полюс;

k_s — коэффициент, учитывающий магнитное сопротивление стали магнитопровода;

$I_\text{в}^*=I_\text{в}/I_\text{в. ном}$ и $I_\text{в. ном}$ — относительный и номинальный ток возбуждения;

$k_\text{ф}$ — коэффициент формы.

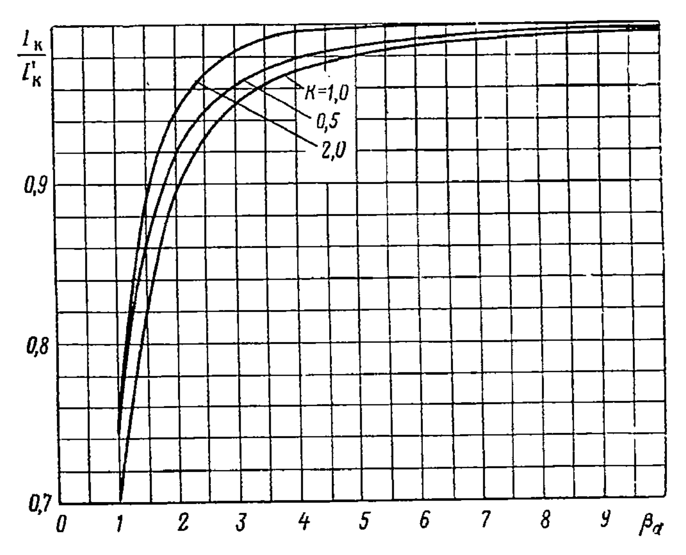
Влияние активного сопротивления якоря на величину тока короткого замыкания (см. фиг. 3.40) можно определить, взяв отношение тока $I_к$ с учетом сопротивления по (3.38) к току $I'_к$ без учета сопротивления по (3.40), т. е.

$$\frac{I_к}{I'_к}=\frac{\sqrt{1+k^2\beta_d^{-2}}}{1+k\beta_d^{-2}}=\beta_d\frac{\sqrt{k^2+\beta_d^2}}{k+\beta_d^2} \qquad (3.45)$$

— для явновыраженных полюсов;

$$\frac{I_к}{I'_к}=\frac{1}{\sqrt{1+\beta_d^{-2}}}=\frac{\beta_d}{\sqrt{1+\beta_d^2}}=\frac{I}{I'} \qquad (3.46)$$

— для неявновыраженных полюсов.



Фиг. 3.40. Влияние активного сопротивления якоря на величину установившегося тока короткого замыкания в зависимости от β_d.

Влияние асимметрии магнитной системы на величину тока установившегося симметричного короткого замыкания определяется из производной уравнения (3.38) по k при

$$E'_0=\text{const} \text{ и } \beta_d=\text{const},$$

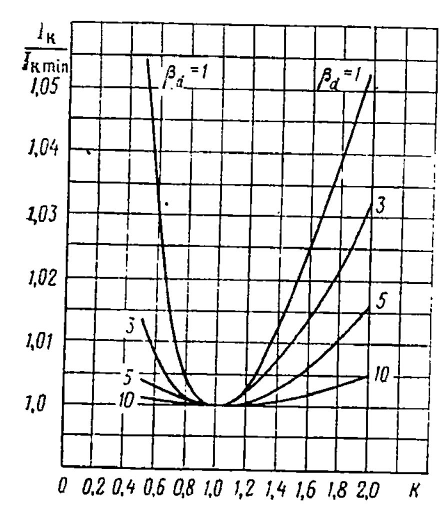
т. е.

$$\frac{dI_к}{dk}=\frac{d}{dk}\left|\frac{E'_0}{\beta_d}\frac{\sqrt{1+k^2\beta_d^{-2}}}{1+k\beta_d^{-2}}\right|=0.$$

Решение последнего уравнения приводит к равенству $k=1$. Следовательно, *ток короткого замыкания имеет наименьшую величину*

при заданном значении E_0' и β_d *у неявнополюсных синхронных машин.* Уравнение (3.39), соответствующее $I_к$ при $k=1$, дает наименьшее значение тока короткого замыкания.

Взяв отношение тока $I_к$ из (3.38) к току $I_{к\,min}$ из (3.39), получают уравнение, которое показывает зависимость $I_к/I_{к\,min}=f(k)$ по β_d, т. е. учитывает влияние асимметрии магнитной системы (явнополюсности) на величину тока короткого замыкания, а именно:



Фиг. 3.41. Влияние магнитной асимметрии на величину установившегося тока короткого замыкания.

$$\frac{I_к}{I_{к\,min}}=\frac{\sqrt{(k^2+\beta_d^2)(1+\beta_d^2)}}{k+\beta_d^2}>1. \tag{3.47}$$

При $\beta_d\to\infty$ отношение $I_к/I_{к\,min}\to 1$ при любом реальном значении k (фиг. 3.41).

Анализ зависимостей фиг. 3.40 и 3.41 показывает, что:

а) ток короткого замыкания зависит от величины активного сопротивления якоря R при $\beta_d<5$ и практически не зависит от него при $\beta_d>10$;

б) магнитная асимметрия оказывает заметное влияние на величину тока короткого замыкания при $\beta_d<5$ и практически не оказывает влияния на его величину при $\beta_d>5$;

в) величина тока $I_к$, рассчитанная с пренебрежением магнитной асимметрии, получается заниженной.

Из (3.38) определяется величина активного сопротивления якоря

$$R=\frac{E_0}{I_к\beta_d}\frac{\sqrt{1+k^2\beta_d^{-2}}}{1+k\beta_d^{-2}}=\frac{E_0}{I_к}\frac{\sqrt{k^2+\beta_d^2}}{k+\beta_d^2} \tag{3.48}$$

и в относительных единицах

$$\overset{*}{R}=R\frac{I_{ном}}{U_{ном}}=\frac{\overset{*}{E}_{01}}{\overset{*}{I}_к}\frac{\sqrt{k^2+\beta_d^2}}{k+\beta_d^2}, \tag{3.49}$$

где $\overset{*}{I}_к=I_к/I_{ном}$ — кратность установившегося тока симметричного короткого замыкания;

$\overset{*}{E}_{01}=E_0/U_{ном}$ — кратность э. д. с. холостого хода.

Электродвижущая сила холостого хода

Выражение для э. д. с. холостого хода E_0, соответствующей возбуждению при нагрузке $I_{в.н}$, определяют, используя относительные параметры (β_d и k). Для этой цели преобразуют первое уравнение (3.25), учитывая, что

$$I_d = I\sin\psi = I\sin(\varphi \pm \theta) \text{ и } I_q = I\cos\psi = I\cos(\varphi \pm \theta)$$

(здесь знак «плюс» относится к генераторному, а знак «минус» — к двигательному режиму работы синхронной машины), т. е.

$$E_0' = U'\cos\theta \pm \beta_d I_d + I_q = U'\cos\theta + \\ + I[\beta_d \sin(\varphi \pm \theta) \pm \cos(\varphi \pm \theta)]. \quad (3.50)$$

Приняв во внимание, что

$$\cos(\varphi \pm \theta) = \cos\varphi\cos\theta \mp \sin\varphi\sin\theta$$

и

$$\sin(\varphi \pm \theta) = \sin\varphi\cos\theta \pm \cos\varphi\sin\theta,$$

последнее выражение можно представить следующим образом:

$$E_0' = [U' \pm I(\beta_d\sin\varphi \pm \cos\varphi)]\cos\theta + \\ + I(\beta_d\cos\varphi \mp \sin\varphi)\sin\theta. \quad (3.51)$$

$$E_0' = I\left\{\left[\frac{U'}{I} \pm (\beta_d\sin\varphi \pm \cos\varphi)\right]\cos\theta + \\ + (\beta_d\cos\varphi \mp \sin\varphi)\sin\theta\right\}. \quad (3.51а)$$

Обозначая относительную индуктивность нагрузки как

$$\beta_н = \frac{x_н}{R_н} = \frac{\overset{*}{x}_н}{\overset{*}{R}_н}, \quad (3.52)$$

а относительное активное сопротивление нагрузки, приняв за единицу активное сопротивление обмотки якоря, через

$$\delta = \frac{R_н}{R} = \frac{\overset{*}{R}_н}{\overset{*}{R}}, \quad (3.53)$$

можно получить выражения для модуля полного сопротивления и коэффициента мощности нагрузки

$$z_{ном} = \frac{U_{ном}}{I_{ном}} = R_н\sqrt{1+\beta_н^2}, \quad (3.54)$$

$$\cos\varphi = \frac{R_н}{z_{ном}} = \overset{*}{R}_н = \frac{1}{\sqrt{1+\beta_н^2}},$$

а также для

$$\sin\varphi=\frac{x_{\text{н}}}{z_{\text{ном}}}=\overset{*}{x}_{\text{н}}=\frac{\beta_{\text{н}}}{\sqrt{1+\beta_{\text{н}}^2}}\tag{3.55}$$

и

$$\operatorname{tg}\varphi=\frac{x_{\text{н}}}{R_{\text{н}}}=\frac{\overset{*}{x}_{\text{н}}}{\overset{*}{R}_{\text{н}}}=\beta_{\text{н}},$$

где $R_{\text{н}}\,(\overset{*}{R}_{\text{н}})$ и $x_{\text{н}}(\overset{*}{x}_{\text{н}})$ — активная и реактивная составляющие полного сопротивления нагрузки $z_{\text{ном}}$.

С учетом последних выражений можно получить отношение

$$\frac{U'}{I}=\frac{z}{R}=\frac{R_{\text{н}}}{R}\sqrt{1+\beta_{\text{н}}^2}=\frac{\delta}{\cos\varphi}.\tag{3.56}$$

При этом ток нагрузки будет равен

$$I=U'\frac{\cos\varphi}{\delta}.\tag{3.56а}$$

Представив (3.56) и (3.56а) в виде

$$\left.\begin{aligned}\frac{U'}{I}&=\frac{z}{R}=\frac{\beta_d}{\beta_{d\,\text{н}}}\frac{1}{\cos\varphi}\\ &\text{и}\\ I&=U'\frac{\beta_{d\,\text{н}}}{\beta_d}\cos\varphi,\end{aligned}\right\}\tag{3.57}$$

где

$$\beta_{d\,\text{н}}=\frac{x_d}{R_{\text{н}}}=\frac{\overset{*}{x}_d}{\overset{*}{R}_{\text{н}}}\quad\text{и}\quad\frac{\beta_d}{\beta_{d\,\text{н}}}=\frac{x_d}{R}\frac{R_{\text{н}}}{x_d}=\delta,$$

можно получить из (3.51) новое выражение для э. д. с., а именно

$$E_0=U\delta\cos\varphi\left\{\left[\frac{\delta}{\cos\varphi}\pm(\beta_d\sin\varphi\pm\cos\varphi)\right]\cos\theta+\right.$$
$$\left.+(\beta_d\cos\varphi\mp\sin\varphi)\sin\theta\right\}.\tag{3.58}$$

В (3.58) неизвестными являются значения $\cos\theta$ и $\sin\theta$, которые легко определить, пользуясь диаграммой фиг. 3.39 и ранее приведенными тригонометрическими соотношениями.

Из диаграммы следует, что

$$U'\sin\theta=\beta_q I_q\mp I_d=I\,[\beta_q\cos(\varphi+\theta)\mp\sin(\varphi+\theta)]=$$
$$=I\,[(\beta_q\cos\varphi\mp\sin\varphi)\cos\theta-(\beta_q\sin\varphi\pm\cos\varphi)\sin\theta]\tag{3.59}$$

или для генераторного режима

$$[U'+I(\beta_q \sin\varphi+\cos\varphi)]\sin\theta=I(\beta_q\cos\varphi-\sin\varphi)\cos\theta. \quad (3.60)$$

На основании (3.60) записываются весьма важные уравнения, а именно:

тангенс внутреннего рабочего угла сдвига фаз θ

$$\operatorname{tg}\theta=\frac{\beta_d\cos\varphi-\sin\varphi}{\dfrac{U'}{I}+\beta_q\sin\varphi+\cos\varphi}$$

или с учетом (3.57) и замены β_q через k и β_d

$$\operatorname{tg}\theta=\frac{\cos\varphi(\beta_d-k\operatorname{tg}\varphi)}{\dfrac{k\delta}{\cos\varphi}+\cos\varphi(k+\beta_d\operatorname{tg}\varphi)}; \quad (3.61)$$

косинус рабочего угла сдвига фаз θ

$$\cos\theta=\frac{\dfrac{k}{\cos\varphi}+\dfrac{\cos\varphi}{\delta}(k+\beta_d\operatorname{tg}\varphi)}{\sqrt{\left(\dfrac{k}{\cos\varphi}\right)^2+\dfrac{2k}{\delta}(k+\beta_d\operatorname{tg}\varphi)+\dfrac{k^2+\beta_d^2}{\delta^2}}}; \quad (3.62)$$

синус рабочего угла сдвига фаз θ

$$\sin\theta=\frac{\dfrac{\cos\varphi}{\delta}(\beta_d-k\operatorname{tg}\theta)}{\sqrt{\left(\dfrac{k}{\cos\varphi}\right)^2+\dfrac{2k}{\delta}(k+\beta_d\operatorname{tg}\varphi)+\dfrac{k^2+\beta_d^2}{\delta^2}}}. \quad (3.63)$$

Подставляя значение $\cos\theta$ и $\sin\theta$ из (3.62) и (3.63) в (3.58), получают уравнение для э. д. с. E_0, выраженной при помощи новых относительных параметров машины, т. е.

$$E_0=U\frac{1+2\dfrac{\beta_d}{\delta}\cos\varphi\left(\dfrac{1+k}{2k}\sin\varphi+\dfrac{\cos\varphi}{\beta_d}\right)+\left(\dfrac{\beta_d}{\delta}\cos\varphi\right)^2\left(\dfrac{1}{\beta_d^2}+\dfrac{1}{k}\right)}{\sqrt{1+2\dfrac{\beta_d}{\delta}\cos\varphi\left(\dfrac{\sin\varphi}{k}+\dfrac{\cos\varphi}{\beta_d}\right)+\left(\dfrac{\beta_d}{\delta}\cos\varphi\right)^2\left(\dfrac{1}{\beta_d^2}+\dfrac{1}{k^2}\right)}}. \quad (3.64)$$

Обычно представляет интерес изменение напряжения генератора в зависимости от величины нагрузки, т. е. внешняя характеристика машины. Очевидно, величина, обратная $\overset{*}{E}_0$, и представляет собой выражение семейства внешних характеристик

$$\Delta U=\frac{U'}{E_0'}=\frac{U}{E_0}=\frac{\sqrt{1+\left(\dfrac{\cos\varphi}{\delta}\right)^2\left(1+2\delta+\dfrac{\beta_d^2}{k^2}\right)+\dfrac{\beta_d}{\delta}\dfrac{\sin 2\varphi}{k}}}{1+\left(\dfrac{\cos\varphi}{\delta}\right)^2\left(1+2\delta+\dfrac{\beta_d^2}{k}\right)+\dfrac{\beta_d}{\delta}\dfrac{1+k}{2k}\sin 2\varphi}. \quad (3.65)$$

Таким образом, получено общее выражение для внешних характеристик синхронной явнополюсной машины с учетом активного сопротивления, т. е.

$$\Delta U=\frac{U}{E_0}=f\,(\delta \text{ и } \varphi),$$

где $\delta=R_н/R=\overset{*}{R}_н/\overset{*}{R}$ характеризует относительное значение величины нагрузки.

Для неявнополюсных синхронных машин $k=1$ и выражение (3.65) будет

$$\Delta U=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\cos\varphi}{\delta}\right)^2(1+2\delta+\beta_d^2)+\frac{\beta_d}{\delta}\sin 2\varphi}}. \qquad (3.66)$$

Если пренебречь активным сопротивлением якоря ($R=0$, $\beta_d=\infty$ и $\beta_d/\delta=\beta_{d\,н}$), то из (3.65) при $k\neq 1$ и из (3.66) при $k=1$ получается соответственно

$$\Delta U=\frac{\sqrt{1+\beta_{d\,н}\frac{\sin 2\varphi}{k}+\left(\frac{\beta_{d\,н}}{k}\cos\varphi\right)^2}}{1+\beta_{d\,н}\frac{1+k}{2k}\sin 2\varphi+\frac{\beta_{d\,н}^2}{k}\cos^2\varphi} \qquad (3.67)$$

и

$$\Delta U=\frac{1}{\sqrt{1+\beta_{d\,н}\sin 2\varphi+(\beta_{d\,н}\cos\varphi)^2}}, \qquad (3.68)$$

где

$$\beta_{d\,н}=\frac{x_d}{R_н}=\frac{\overset{*}{x}_d}{\overset{*}{R}_н}.$$

Уравнения (3.65)÷(3.68), выраженные в относительных параметрах β, δ и k, можно представить и в ином виде:

вместо ΔU по (3.65) —

$$\Delta U=\frac{\sqrt{1+\overset{*}{R}{}^2+\overset{*}{x}{}_q^2+2\,(\overset{*}{R}\cos\varphi+\overset{*}{x}_q\sin\varphi)}}{1+\overset{*}{R}{}^2+\overset{*}{x}_d\overset{*}{x}_q+2\,(\overset{*}{R}\cos\varphi+\overset{*}{x}_q\sin\varphi)}, \qquad (3.65а)$$

вместо ΔU по (3.66) —

$$\Delta U=\frac{1}{\sqrt{1+\overset{*}{R}{}^2+\overset{*}{x}{}_d^2+2\,(\overset{*}{R}\cos\varphi+\overset{*}{x}_d\sin\varphi)}}. \qquad (3.66а)$$

Наконец, вместо ΔU по (3.67) —

$$\Delta U=\frac{\sqrt{1+\overset{*}{x}{}_q^2+2\overset{*}{x}_q\sin\varphi}}{1+\overset{*}{x}_d\overset{*}{x}_q+2\overset{*}{x}_q\sin\varphi} \qquad (3.67а)$$

и вместо ΔU по (3.68) —

$$\Delta U = 1/\sqrt{1+\overset{*}{x}{}_d^2+2\overset{*}{x}_d \sin\varphi}. \qquad (3.68а)$$

Следует отметить, что если определить экстремум выражения (3.65) по k, то обнаружится, что *падение напряжения максимально или ΔU минимально (при прочих равных условиях) при $k=1$, т. е. величина минимального значения ΔU определяется по (3.66). Это означает, что если строить внешние характеристики явнополюсной синхронной машины по выражению (3.66), предназначенному для неявнополюсной машины, то получаются завышенные результаты, т. е. расчет ведется с некоторым запасом.*

Внешние характеристики неявнополюсной синхронной машины можно представить в относительных координатах $\Delta U = U/E_0$ и $I_{к1}=I/I_к$. Для получения аналитического выражения внешних характеристик в относительных координатах следует представить (3.66) в виде

$$1=\frac{U^2}{E_0^2}+\left(\frac{U}{E_0}\,\frac{\cos\varphi}{\delta}\right)^2(1+\beta_d^2)+2\frac{U^2}{E_0^2}\,\frac{\cos\varphi}{\delta}(\cos\varphi+\beta_d\sin\varphi).$$

Учитывая, что из (3.39) и (3.57)

$$I_{к1}=\frac{I}{I_к}=\frac{U}{E_0}\,\frac{\cos\varphi}{\delta}\sqrt{1+\beta_d^2}=\Delta U\frac{\cos\varphi}{\delta}\sqrt{1+\beta_d^2},$$

получают уравнение семейства эллипсов

$$1=\Delta U^2+I_{к1}{}^2+2\Delta U I_{к1}\,\frac{\cos\varphi+\beta_d\sin\varphi}{\sqrt{1+\beta_d^2}}. \qquad (3.69)$$

Оси эллипсов, наклоненных к осям ΔU и $I_{к1}$ под углом 45°, выражаются уравнениями

$$a=\frac{1}{\sqrt{1-\dfrac{\sin\varphi+\beta_d^{-1}\cos\varphi}{\sqrt{1+\beta_d^{-2}}}}} \quad \text{и} \quad b=\frac{1}{\sqrt{1+\dfrac{\sin\varphi+\beta_d^{-1}\cos\varphi}{\sqrt{1+\beta_d^{-2}}}}}. \qquad (3.70)$$

Если учесть, что

$$\operatorname{tg}\beta=\beta_d=\frac{x_d}{R},\quad \cos\beta=\frac{1}{\sqrt{1+\beta_d^2}} \text{ и } \sin\beta=\frac{\beta_d}{\sqrt{1+\beta_d^2}},$$

то после несложных преобразований выражения (3.69) и (3.70) можно представить в виде

$$1=\Delta U^2+I_{к1}{}^2+2\Delta U I_{к1}\cos(\varphi-\beta) \qquad (3.71)$$

и

$$\left.\begin{aligned} a&=\sqrt{1-\cos(\varphi-\beta)};\\ b&=\sqrt{1+\cos(\varphi-\beta)}.\end{aligned}\right\} \qquad (3.72)$$

Анализ (3.69) и (3.70) показывает, что при

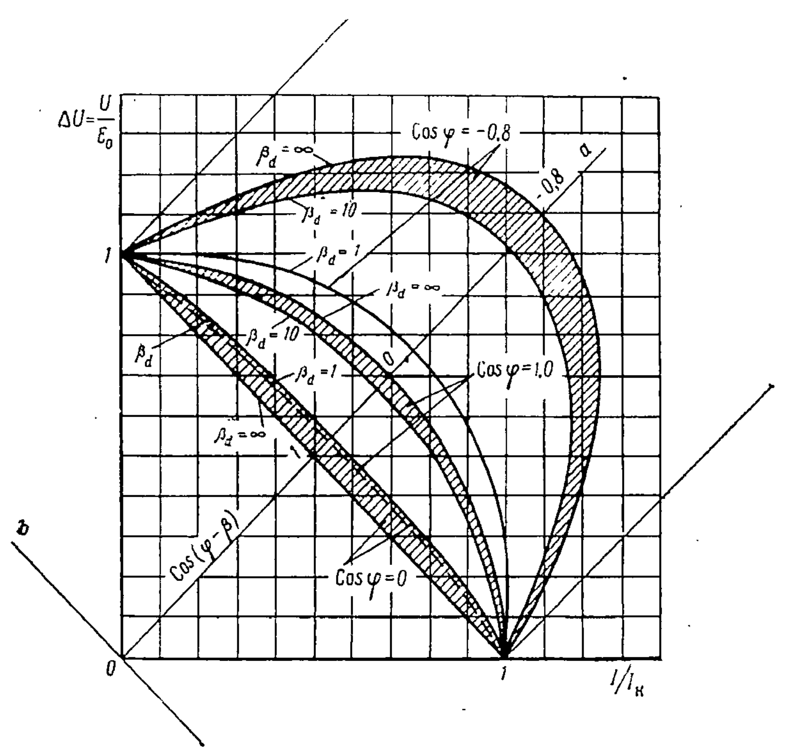
$$2\Delta UI_{\text{к}1}\frac{\sin\varphi+\beta_d^{-1}\cos\varphi}{\sqrt{1+\beta_d^{-2}}}=0 \text{ или } \beta_d=-\operatorname{ctg}\varphi$$

эллипсы переходят в окружности с уравнениями

$$1=\Delta U^2+I_{\text{к}1}{}^2 \text{ и } a=b=1 \qquad (3.73)$$

и при

$$\frac{\sin\varphi+\beta_d^{-1}\cos\varphi}{\sqrt{1-\beta_d^{-2}}}=\pm 1$$



Фиг. 3.42. Внешние характеристики синхронной машины в относительных единицах при постоянном возбуждении и неизменном $\cos\varphi$.

эллипсы переходят в отрезки прямой с уравнениями типа

$$1=\Delta U^2+I_{\text{к}1}{}^2+2\Delta UI_{\text{к}1},\quad a=\infty \text{ и } b=\frac{1}{\sqrt{2}}; \qquad (3.74)$$

$$1=\Delta U^2+I_{\text{к}1}{}^2-2\Delta UI_{\text{к}1},\quad a=\frac{1}{\sqrt{2}} \text{ и } b=\infty. \qquad (3.75)$$

На фиг. 3.42 приведены внешние характеристики, построенные в относительных координатах при различных значениях β_d и $\cos\varphi$.

Электрическая мощность

Электрическая мощность синхронной машины в общем случае выражается как произведение комплекса тока $\dot{I}=I_q-jI_d$ на сопряженный[1] комплекс напряжения $\dot{U}=U\cos\theta-jU\sin\theta$, т. е.

$$S_\varphi=m\overset{\wedge}{\dot{U}}\dot{I}=mU\left[(I_q\cos\theta+I_d\sin\theta)-j(I_d\cos\theta-I_q\sin\theta)\right], \quad (3.76)$$

где

$$P_\varphi=mU(I_q\cos\theta+I_d\sin\theta) \quad (3.77)$$

— активная составляющая электрической мощности,

$$Q_\varphi=mU(I_d\cos\theta-I_q\sin\theta) \quad (3.78)$$

— реактивная составляющая электрической мощности.

Те же выражения можно получить и непосредственно из уравнения для активной и реактивной составляющих электрической мощности синхронной машины, учитывая, что

$$I_d=I\sin\psi \text{ и } I_q=I\cos\psi.$$

Подставив значение I_d и I_q из (3.26) и (3.27) в выражения (3.77) и (3.78), после несложных преобразований можно получить выражения для активной и реактивной составляющих электрической мощности явнополюсной синхронной машины с учетом активного сопротивления обмотки якоря

$$P_\varphi=A\gamma\left[\overset{*}{E}_0(\sin\theta+k\beta_d^{-1}\cos\theta)+\frac{k-1}{2}\sin 2\theta-k\beta_d^{-1}\right] \quad (3.79)$$

и

$$Q_\varphi=A\gamma\left[\overset{*}{E}_0(\cos\theta-k\beta_d^{-1}\sin\theta)+\frac{k-1}{2}\cos 2\theta-\frac{k+1}{2}\right], \quad (3.80)$$

где

$$A=\frac{mU^2}{R\beta_d} \text{ и } \gamma=\frac{1}{1+k\beta_d^{-2}}.$$

Как следует из (3.79), активная составляющая электрической мощности содержит постоянную, синусоидальную и косинусоидальную составляющие основной частоты, а также синусоидальную составляющую двойной частоты.

Реактивная составляющая электрической мощности согласно (3.80) содержит постоянную, косинусоидальную и синусоидальную, составляющие основной частоты, а также косинусоидальную составляющую двойной частоты.

---

[1] Здесь и ниже, в отличие от общепринятых обозначений, сопряженный комплекс обозначается значком «$\wedge$», чтобы избежать аналогии с изображением относительных величин.

Если пренебречь активным сопротивлением обмотки якоря и учесть, что при этом $\beta_d=\infty$ и $\gamma=1$, то вместо (3.79) и (3.80) можно получить

$$P'_\varphi=A\left[\overset{*}{E}_0\sin\theta+0{,}5\,(k-1)\sin 2\theta\right] \tag{3.81}$$

и

$$Q'_\varphi=A\left[\overset{*}{E}_0\cos\theta+0{,}5\,(k-1)\cos 2\theta-0{,}5\,(k+1)\right]. \tag{3.82}$$

В отличие от активной составляющей электрической мощности реактивная составляющая даже при $R=0$ содержит постоянную составляющую, равную $-0{,}5(k+1)\,(mU^2/R\beta_d)$.

Уравнения (3.79)÷(3.82) значительно упрощаются для неявнополюсных синхронных машин, у которых $k=1$ и, следовательно, $\beta_d=\beta_q$ и $x_d=x_q$. В этом случае активная и реактивная составляющие электрической мощности с учетом R будут

$$P_\varphi=A\gamma_1\left[\overset{*}{E}_0(\sin\theta+\beta_d^{-1}\cos\theta)-\beta_d^{-1}\right] \tag{3.83}$$

и

$$Q_\varphi=A\gamma_1\left[\overset{*}{E}_0(\cos\theta-\beta_d^{-1}\sin\theta)-1\right], \tag{3.84}$$

где

$$\gamma_1=\frac{1}{1+\beta_d^{-2}}.$$

Те же составляющие электрической мощности при активном сопротивлении обмотки якоря, равном нулю,

$$P'_\varphi=A\overset{*}{E}_0\sin\theta=\frac{mE_0U}{x_d}\sin\theta \tag{3.85}$$

и

$$Q'_\varphi=A\,(E_0\cos\theta-1)=\frac{mE_0U}{x_d}\cos\theta-\frac{mU_0^2}{x_d}. \tag{3.86}$$

На фиг. 3.43 приведена зависимость $P_\varphi/A=f(\theta)$ по β_d при $\overset{*}{E}_0=1$ и $A=\text{const}$.

Кривые фиг. 3.43 показывают, что *при учете активного сопротивления обмотки якоря снижается амплитудное значение электрической мощности (и тем значительнее, чем меньше β_d) и уменьшается критический угол внутреннего сдвига фаз* θ_{max}, т. е. угол, при котором мощность максимальна (и тем значительнее, чем меньше β_d).

Наибольшее значение активной электрической мощности неявнополюсной синхронной машины определяется максимумом выражения (3.83), т. е. уравнением

$$\frac{dP_\varphi}{d\theta}=\frac{d}{d\theta}\left|A\gamma_1\left[\overset{*}{E}_0(\sin\theta_{max}+\beta_d^{-1}\cos\theta_{max})-\beta_d^{-1}\right]\right|=0,$$

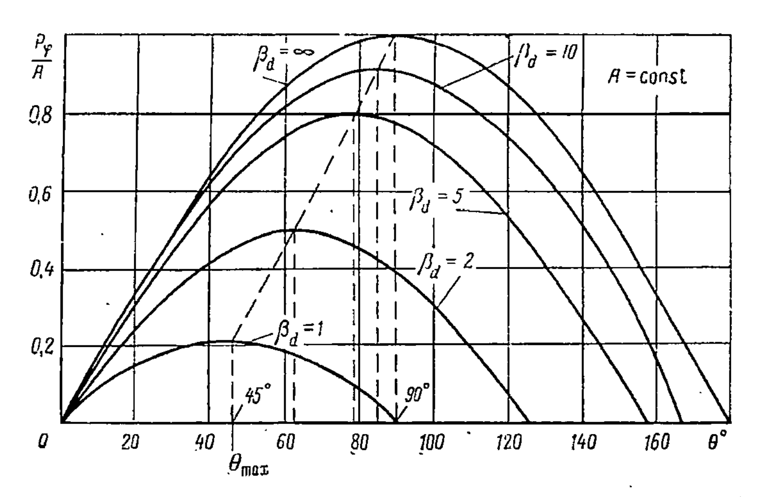
из которого следует, что критический угол внутреннего сдвига фаз определяется как

$$\theta_{max} = \operatorname{arc\,tg} \beta_d. \qquad (3.87)$$

Таким образом, установлено, что наибольшее *значение электрической мощности неявнополюсной машины при учете R имеет место при угле внутреннего сдвига фаз* $\theta_{max} = \operatorname{arc\,tg} \beta_d = f(\beta_d)$, *а не при* $\theta'_{max} = \pi/2$, *как в случае* $R=0$.

Величина максимальной активной электрической мощности при этом будет равна

$$P_{\varphi\,max} = \frac{A\gamma_1}{\beta_d}\left(\overset{*}{E}_0 \sqrt{1+\beta_d^2} - 1\right). \qquad (3.88)$$



Фиг. 3.43. Изменение электрической мощности неявнополюсной синхронной машины в зависимости от рабочего угла θ.

Так как при $R=0$ $\theta_{max} = \pi/2$, то в соответствии с (3.85) наибольшее значение активной электрической мощности без учета R будет

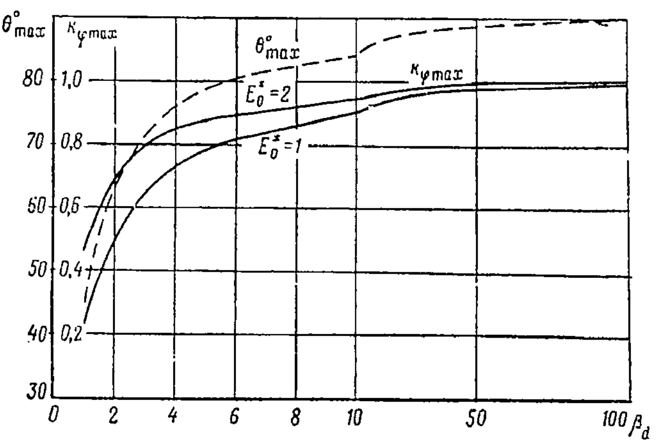
$$P'_{\varphi\,max} = A\overset{*}{E}_0 = \frac{mE_0U}{x_d}. \qquad (3.89)$$

Отношение максимумов активной электрической мощности при учете и без учета R, очевидно, определится выражением

$$k_{\varphi\,max} = \frac{P_{\varphi\,max}}{P'_{\varphi\,max}} = \frac{\gamma_1}{\beta_d}\left(\sqrt{1+\beta_d^2} - \overset{*}{E}{}_0^{-1}\right). \qquad (3.90)$$

На фиг. 3.44 приведены зависимости $k_{\varphi\,max} = f(\beta_d)$ по $\overset{*}{E}_0$, и $\theta_{max} = \varphi(\beta_d)$.

Они показывают, что при $\beta_d < 10$ амплитудное значение $P_{\varphi\,max}$ и угол θ_{max} при учете R значительно отклоняются от значений $P'_{\varphi\,max}$ и θ'_{max}, соответствующих $R=0$.



Фиг. 3.44. Влияние активного сопротивления якоря на максимальное значение электрической мощности и величину критического угла внутреннего сдвига фаз неявнополюсной синхронной машины.

Электромагнитная мощность

Электромагнитная мощность синхронной машины, т. е. мощность вращающегося поля, может быть определена как произведение комплекса тока на сопряженный комплекс фиктивной э. д. с. $E_я$ (см. фиг. 3.37).

Для неявнополюсных синхронных машин без учета насыщения стали магнитопровода фиктивная э. д. с. равна действительной э. д. с., т. е. $E_я = E_0$.

В явнополюсных синхронных машинах $E_я \gtrless E_0$ и фиктивная э. д. с. может быть представлена уравнением

$$E_я = E_0 - I_d(x_d - x_q)$$

или

$$E'_я = E'_0 - I_d(\beta_d - \beta_q). \qquad (3.91)$$

При $\beta_d(x_d) > \beta_q(x_q)$, что обычно имеет место, $E'_я(E_я) < E'_0(E_0)$, а при $\beta_d(x_d) < \beta_q(x_q)$, наоборот, $E'_я(E_я) > E'_0(E_0)$.

Учитывая изложенное, электромагнитную мощность можно записать в виде

$$S_\psi = m\dot{I}\hat{E}'_я R = mR(I_q - jI_d)\left[E'_0 - I_d\beta_d\frac{k-1}{k}\right] =$$

$$= mR\left[I_q\left(E'_0 - I_d\beta_d\frac{k-1}{k}\right) - jI_d\left(E'_0 - I_d\beta_d\frac{k-1}{k}\right)\right], \qquad (3.92)$$

где

$$P_\psi = mRI_q\left(E_0' - I_d\beta_d\frac{k-1}{k}\right) \qquad (3.93)$$

— активная составляющая электромагнитной мощности,

$$Q_\psi = mRI_d\left(E_0' - I_d\beta_d\frac{k-1}{k}\right) \qquad (3.94)$$

— реактивная составляющая электромагнитной мощности.

Уравнение для P_ψ может быть получено, учитывая, что электромагнитная мощность равна электрической мощности плюс потери в обмотке якоря.

Подставляя в (3.93) и (3.94) значения I_d и I_q из (3.26) и (3.27), получают следующие выражения для активной и реактивной составляющей электромагнитной мощности явнополюсной синхронной машины с учетом активного сопротивления обмотки якоря:

$$P_\psi = A\gamma^2\left(\sin\theta + \frac{\overset{*}{E}_0 - \cos\theta}{\beta_d}\right)\left[\overset{*}{E}_0\left(1 + \frac{k^2}{\beta_d^2}\right) + \right.$$

$$\left. + (k-1)\left(\cos\theta + \frac{k}{\beta_d}\sin\theta\right)\right] \qquad (3.95)$$

и

$$Q_\psi = A\gamma^2\left[\overset{*}{E}_0\left(1 + \frac{k}{\beta_d^2}\right)\left(\overset{*}{E}_0 - \cos\theta - \frac{k}{\beta_d}\sin\theta\right) - \right.$$

$$\left. - \frac{k-1}{k}\left(\overset{*}{E}_0 - \cos\theta - \frac{k}{\beta_d}\sin\theta\right)^2\right], \qquad (3.96)$$

где

$$A = \frac{mU^2}{R\beta_d} \quad \text{и} \quad \gamma = \frac{1}{1 + k\beta_d^{-2}}.$$

Если пренебречь активным сопротивлением обмотки зкоря, то по аналогии с (3.81) и (3.82) получится, что

$$P_\psi' = A\left[\overset{*}{E}_0\sin\theta + 0{,}5(k-1)\sin 2\theta\right], \qquad (3.97)$$

т. е. $P_\psi' = P_\varphi'$ и

$$Q_\psi' = \frac{A}{k}\left[\overset{*}{E}{}_0^2 + \overset{*}{E}_0(k-2)\cos\theta - \right.$$

$$\left. - 0{,}5(k-1)\cos 2\theta - 0{,}5(k-1)\right]. \qquad (3.98)$$

Для неявнополюсных синхронных машин, у которых $k=1$, $\beta_d=\beta_q$ и $x_d=x_q$, последние уравнения, как и для случая электрической мощности, значительно упрощаются.

Так, электромагнитная мощность равна

$$S_\psi = (I_q - jI_d)E_0'Rm = mRI_qE_0' - jmRI_dE_0'. \qquad (3.99)$$

Развернутые значения активной и реактивной составляющих электромагнитной мощности с учетом активного сопротивления якоря будут равны соответственно

$$P_{\psi}=A\gamma_1\overset{*}{E}_0\left(\sin\theta+\frac{\overset{*}{E}_0-\cos\theta}{\beta_d}\right) \qquad (3.100)$$

и

$$Q_{\psi}=A\gamma_1\overset{*}{E}_0\left(\overset{*}{E}_0-\cos\theta-\frac{\sin\theta}{\beta_d}\right), \qquad (3.101)$$

где

$$\gamma_1=\frac{1}{1+\beta_d^{-2}}.$$

Те же выражения при $R=0$ будут

$$P'_{\psi}=A\overset{*}{E}_0\sin\theta=\frac{mUE_0}{x_d}\sin\theta=P'_{\varphi}, \qquad (3.102)$$

$$Q'_{\psi}=A\overset{*}{E}_0\left(\overset{*}{E}_0-\cos\theta\right)=\frac{mE_0^2}{x_d}-\frac{mE_0U}{x_d}\cos\theta. \qquad (3.103)$$

Наибольшее значение активной электромагнитной мощности неявнополюсной синхронной машины можно определить, взяв производную выражения (3. 100) по θ и приравняв ее нулю, т. е.

$$\frac{dP_{\psi}}{d\theta}=\frac{d}{d\theta}\left|A\gamma_1\overset{*}{E}_0\left(\sin\theta_{1\max}+\frac{\overset{*}{E}_0-\cos\theta_{1\max}}{\beta_d}\right)\right|=0.$$

После несложных преобразований можно получить, что критический угол внутреннего сдвига фаз, при котором активная электромагнитная мощность имеет наибольшее значение, будет равен

$$\theta_{1\max}=\pi-\operatorname{arc\,tg}\beta_d=\pi-\theta_{\max}, \qquad (3.104)$$

где $\theta_{\max}=\operatorname{arc\,tg}\beta_d$ — угол внутреннего сдвига фаз при наибольшем значении электрической мощности согласно (3. 87).

Наибольшее значение активной электромагнитной мощности определится как

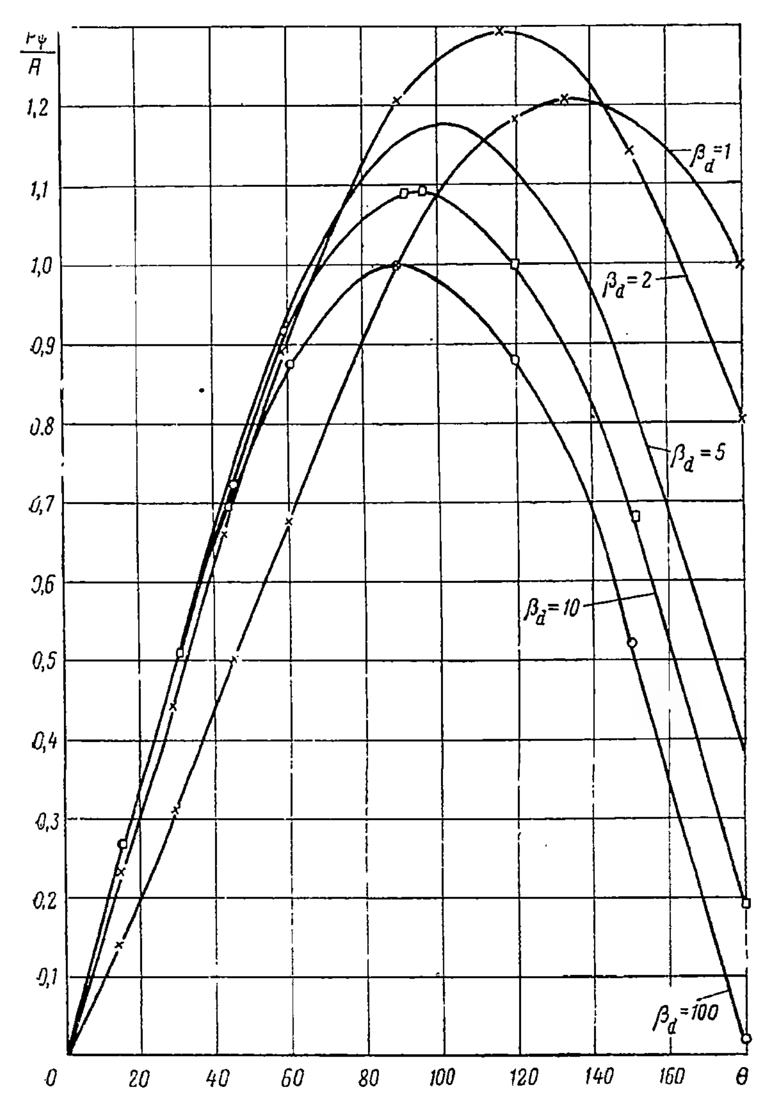
$$P_{\psi\max}=A\gamma_1\beta_d^{-1}\left[\overset{*}{E}{}_0^2+\overset{*}{E}_0\sqrt{1+\beta_d^2}\right]. \qquad (3.105)$$

Отношение максимумов активной электромагнитной мощности при учете и без учета R равно

$$k_{\psi\max}=\frac{P_{\psi\max}}{P'_{\psi\max}}=\frac{\beta_d}{1+\beta_d^2}\left(\overset{*}{E}_0+\sqrt{1+\beta_d^2}\right). \qquad (3.106)$$

На фиг. 3.45 приведена зависимость $P_\psi / A = f(\theta)$ по β_d, а на фиг. 3.46 $\theta_{1max} = \varphi(\beta_d)$ и $k_{\psi\,max} = f(\beta_d)$, а также для сравнения

$$k_{\varphi\,max} \text{ и } \frac{P_{\psi\,max}}{P_{\varphi\,max}} = \frac{k_{\psi\,max}}{k_{\varphi\,max}}.$$



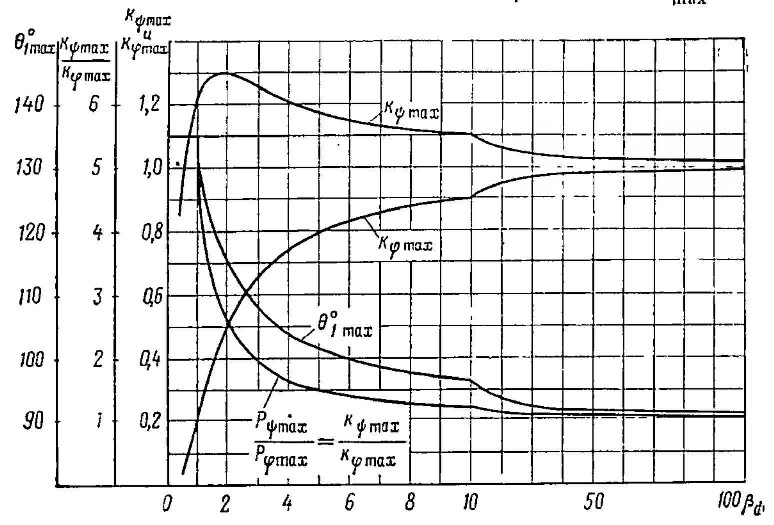
Фиг. 3.45. Изменение электромагнитной мощности неявнополюсной синхронной машины в зависимости от угла θ.

Здесь отношение максимального значения активной электромагнитной мощности к максимальному значению активной элек-

трической мощности неявнополюсной синхронной машины равно

$$\frac{P_{\psi\,max}}{P_{\varphi\,max}} = \overset{*}{E}_0 \frac{\sqrt{1+\beta_d^2}+1}{\overset{*}{E}_0\sqrt{1+\beta_d^2}-1}. \qquad (3.107)$$

Из рассмотрения фиг. 3.43÷3.45 следует, что *максимальная электрическая мощность* $P_{\varphi\,max}$, *которую развивает генератор, и критический угол внутреннего сдвига фаз* θ_{max} *снижаются с уменьшением относительной индуктивности* β_d. Так, при $\beta_d=1$, $P_{\varphi\,max}=0{,}25$ и $\theta_{max}=45^\circ$ вместо $P_{\varphi\,max}=1$ и $\theta_{max}=90^\circ$ для



Фиг. 3.46. То же, что и на фиг. 3.44, для электромагнитной мощности.

случая, когда рассеянием энергии в обмотке якоря пренебрегают.

Максимальная электромагнитная мощность $P_{\psi\,max}$ *и критический угол внутреннего сдвига фаз* θ_{1max} *возрастают с уменьшением относительной индуктивности* β_d.

Для случая, когда рассеянием энергии в обмотке якоря пренебрегают, $P_{\psi\,max}=P_{\varphi\,max}=1$ и $\theta_{max}=\theta_{1max}=90^\circ$.

Максимальное значение электромагнитной мощности $P_{\psi\,max}$ при $\beta_d<1{,}8$ *начинает уменьшаться вследствие резкого снижения электрической мощности;* при $\beta_d<1{,}8$ она снижается быстрее, чем растут потери в обмотке якоря, в результате чего электромагнитная мощность, равная их сумме, снижается.

Параметрическая мощность

При отсутствии возбуждения ($\overset{*}{E}_0=0$) уравнения электрической и электромагнитной мощности явнополюсных синхронных машин и их относительные значения будут соответственно равны

$$P_\varphi = P_{\varphi\,п} = A\gamma\,[0{,}5\,(k-1)\sin 2\theta - k\beta_d^{-1}], \qquad (3.108)$$

$$P_{\psi}=P_{\psi\,п}=A\gamma^2\frac{(k-1)^2}{2\beta_d}\left[1+\frac{1-k\beta_d^{-2}}{(k-1)\beta_d^{-1}}\sin 2\theta-\frac{k+1}{k-1}\cos 2\theta\right], \quad (3.109)$$

где

$$A=\frac{mU^2}{R\beta_d} \text{ и } \gamma=\frac{1}{1+k\beta_d^{-2}}.$$

Те же выражения при $R=0$, учитывая, что при этом $\gamma=1$ и $\beta_d=\infty$ будут:

$$P'_{\varphi\,п}=P'_{\psi\,п}=A\,\frac{k-1}{2}\sin 2\theta=\frac{mU^2}{x_d}\frac{k-1}{2}\sin 2\theta. \quad (3.110)$$

При учете активного сопротивления якоря R в выражение для электрической мощности дополнительно входит постоянная составляющая с отрицательным знаком, а в выражение для электромагнитной мощности — постоянная и гармоническая составляющие удвоенной частоты.

Наличие в выражении для электрической мощности постоянной составляющей с отрицательным знаком означает, что при холостом ходе параметрического синхронного генератора, когда $\theta=0$, из сети наряду с реактивным током для образования магнитного поля забирается и активный ток для покрытия потерь в меди якоря от протекания тока холостого хода.

Для определения наибольшего значения параметрической мощности (момента) следует найти максимум выражения (3.109), т. е. приравнять нулю производную

$$\frac{dP_{\psi п}}{d\theta}=\frac{d}{d\theta}\left|B\left[1+\frac{1-k\beta_d^{-2}}{(k-1)\beta_d^{-1}}\sin 2\theta-\frac{k+1}{k-1}\cos 2\theta\right]\right|=0.$$

Здесь B — постоянный множитель выражения (3.109).

Решение этого уравнения дает значение угла $\theta_{п\,max}$, при котором достигается наибольшее значение параметрической мощности; при этом

$$\operatorname{tg} 2\theta_{п\,max}=-\frac{\beta_d^2-k}{(k+1)\beta_d}$$

и

$$\theta_{п\,max}=0{,}5\operatorname{arc\,tg}\left[-\frac{\beta_d^2-k}{(k+1)\beta_d}\right]. \quad (3.111)$$

Учитывая, что

$$\cos 2\theta_{п\,max}=\frac{(k+1)\beta_d}{\sqrt{(k+1)\beta_d^2+(\beta_d^2-k)^2}}$$

и

$$\sin 2\theta_{п\,max}=\frac{-(\beta_d^2-k)}{\sqrt{(k+1)\beta_d^2+(\beta_d^2-k)^2}},$$

можно получить на основании (3.109) выражение для наибольшего значения параметрической мощности в виде

$$P_{\psi\,\text{п}\max}=A\gamma^2\frac{k-1}{2}\left[(k-1)\beta_d^{-1}-\sqrt{1+(k^2+1)\beta_d^{-2}+k^2\beta_d^{-4}}\right]. \quad (3.112)$$

Если пренебречь рассеиванием энергии в обмотке якоря, то $R=0$, $\beta_d=\infty$, $\gamma=1$ и из (3.112) следует, что

$$P'_{\psi\,\text{п}\max}=-A\,\frac{k-1}{2}=-\frac{mU^2}{x_d}\,\frac{k-1}{2}. \quad (3.113)$$

Влияние активного сопротивления якоря на величину максимума параметрической мощности определится отношением

$$k_{\psi\text{п}}=\frac{P_{\psi\,\text{п}\max}}{P'_{\psi\,\text{п}\max}}=\gamma^2\left[(k-1)\beta_d^{-1}-\sqrt{1+(k^2+1)\beta_d^{-2}+k^2\beta_d^{-4}}\right]. \quad (3.114)$$

Анализ (3.109) ÷ (3.114) показывает, что невозбужденная явнополюсная синхронная машина может развивать электромагнитную мощность (момент) в двигательном и генераторном режимах; внутренний угол сдвига $\theta_{\text{п}\max}$, т. е. угол между поперечной осью ротора и вектором внешнего напряжения, при котором машина развивает наибольшую электромагнитную мощность, равен $\pm 45^\circ$ при отсутствии рассеяния энергии в обмотке якоря и меньше $\pm 45^\circ$ при учете активного сопротивления якоря; максимальное значение электромагнитной мощности невозбужденной синхронной машины при учете R уменьшается тем больше, чем меньше β_d.

Таким образом, в *невозбужденном режиме влияние активного сопротивления обмотки якоря сказывается в некотором снижении максимальной мощности (момента) и предельного угла устойчивой работы машины.*

3.5. ХАРАКТЕРИСТИКИ АВИАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Свойства электрических машин описываются характеристиками, дающими обычно графические зависимости между основными величинами. К основным величинам машин постоянного и переменного тока относят: U — напряжение; I — ток нагрузки; $I_{\text{в}}$ — ток возбуждения; n — скорость вращения; β — угол сдвига щеток с нейтрали для машин постоянного тока и коэффициент мощности ($\cos\varphi$) для машин переменного тока.

Зависимость между основными величинами можно представить уравнением вида

$$f(U,\ I,\ I_{\text{в}},\ n,\ \beta)=0 \text{ или } f(U,\ I,\ I_{\text{в}},\ n,\ \varphi)=0. \quad (3.115)$$

В машинах с дополнительными полюсами щетки обычно устанавливаются на нейтрали и, следовательно, угол смещения щеток с нейтрали $\beta=0$.

Для машин без дополнительных полюсов щетки могут быть смещены с нейтрали на постоянный угол, т. е. β=const.

Таким образом, уравнение (3. 115) для всех машин постоянного тока с неизменным положением щеток и для всех машин переменного тока с $\cos\varphi$=const принимает вид

$$f(U, I, I_в, n)=0. \qquad (3.116)$$

В генераторах общего применения скорость вращения обычно сохраняется постоянной, т. е. n=const и (3. 116) будет

$$f(U, I, I_в)=0. \qquad (3.117)$$

Выражение (3. 117) есть уравнение поверхности и называется *основным характеристическим уравнением генератора.*

Для двигателя обычно постоянным является напряжение сети. В этом случае (3. 116) будет

$$f(I, I_в, n)=0, \qquad (3.118)$$

т. е. выражение (3. 118) есть *основное характеристическое уравнение двигателя.*

Из (3. 117) можно получить серию характеристик генератора, в которую входят:

характеристика холостого хода

$$E=U_0=f(I_в) \text{ или } \Phi=\varphi(I_в) \text{ при } I=0,$$

являющаяся кривой намагничивания, если ток возбуждения $I_в$ не протекает по обмотке якоря;

характеристика короткого замыкания

$$I=f(I_в) \quad \text{при} \quad U=0;$$

нагрузочная характеристика

$$U=f(I_в) \text{ при } I=\text{const},$$

внешняя характеристика

$$U=f(I) \quad \text{при} \quad R_в=\text{const} \quad \text{или} \quad I_в=\text{const},$$

регулировочная характеристика

$$I_в=f(I) \quad \text{при} \quad U=\text{const}.$$

Как известно, по характеристикам холостого хода и короткого замыкания можно построить все остальные характеристики, т. е. в этом смысле они являются основными. Внешняя и регулировочная характеристики определяют эксплуатационные свойства генератора.

На форму характеристик влияет система возбуждения машины, поэтому их исследуют применительно к каждому типу возбуждения

машины. Характеристики авиационных генераторов при постоянной скорости вращения практически не отличаются от подобных характеристик генераторов общего применения.

В дальнейшем рассматриваются только некоторые особенности характеристик авиационных генераторов.

В отличие от генераторов общего применения, авиационные генераторы иногда работают при переменной скорости вращения. В последнем случае для каждой скорости вращения строят соответствующие ей характеристики. Обычно характеристики приводятся для трех значений скорости: наибольшей, номинальной и наименьшей.

Характеристика холостого хода

$$E=f(I_в) \text{ при } R_н=\infty,\ I=0 \text{ и } n=\text{const}.$$

Данная характеристика определяет магнитные свойства машины и совпадает с магнитной характеристикой для машин с независимым возбуждением.

Э. д. с., наводимая в обмотке якоря, как известно, равна

$$E=k_E n\Phi \ в, \tag{3.119}$$

$$k_E=\frac{pw}{15}k_0 k_ф 10^{-8},$$

где w — число витков в фазе;

$k_ф$ — коэффициент формы кривой поля;

$k_о$ — коэффициент обмотки.

Авиационные машины при повышении скорости вращения и неизменном номинальном напряжении работают с малым насыщением, но даже при наименьшей скорости вращения, когда насыщение наибольшее, оно обычно несколько ниже, чем в машинах общего применения. Ограничение насыщения магнитной цепи авиационных генераторов вызвано необходимостью:

а) снижения габаритов машины, что приводит к уменьшению места для размещения обмотки возбуждения;

б) ограничения наибольшей величины тока возбуждения при работе с вибрационным регулятором напряжения;

в) ограничения потерь в обмотке возбуждения при работе с угольным регулятором.

Перечисленные соображения ограничивают величину намагничивающей силы возбуждения $F_в$, т. е. размеры обмотки взобуждения, которую можно разместить на полюсах машины; поэтому приходится несколько снижать насыщение.

Обычно при наименьшей скорости вращения n_{min} машина работает на «колене» кривой намагничивания, что соответствует среднему уровню насыщения.

Влияние скорости вращения на характеристику холостого хода. Если ток возбуждения, а следовательно, и поток Ф не зависят от скорости вращения, то э. д. с. холостого хода прямо пропорциональна скорости вращения.

Последнее имеет место при питании обмотки возбуждения генератора от постороннего или регулируемого источника постоянного тока. В этом случае магнитный поток в воздушном зазоре и насыщение магнитной системы остаются неизменными.

Если же ток возбуждения поступает от возбудителя, сидящего на валу генератора, то его величина в свою очередь зависит от скорости вращения (при отсутствии регулятора напряжения). Так, при независимом возбуждении возбудителя

$$I_{в.в} = \frac{U_{в.в}}{R_{в.в}} = \text{const} \text{ и } U_в \equiv n;$$

при параллельном возбуждении возбудителя

$$I_{в.в} = \frac{U_{в.в}}{R_{в.в}} = f(n) \text{ и } U \equiv n^\alpha, \text{ где } \alpha > 1.$$

Таким образом, при независимом возбуждении возбудителя и отсутствии регулятора э. д. с. генератора пропорциональна квадрату скорости $E \equiv n^2$, а при параллельном возбуждении

$$E \equiv n^{2+\alpha_1}, \text{ где } \alpha_1 < 1.$$

В этом случае магнитный поток и насыщение магнитной системы возрастают с увеличением скорости вращения (этот случай не имеет практического значения).

Если при работе с переменной скоростью сохранять при помощи регулятора неизменным напряжение на зажимах генератора, то по мере возрастания скорости вращения будет снижаться ток возбуждения и магнитный поток в воздушном зазоре машины.

Выше было отмечено, что генераторы, работающие при переменной скорости вращения, имеют семейство характеристик холостого хода, каждая из которых соответствует своей скорости вращения (фиг. 3. 47, *а*). Можно, однако, изобразить все семейство характеристик одной приведенной кривой. Для этой цели воспользуемся относительной формой характеристики холостого хода, т. е. построим зависимость

$$\overset{*}{E} \frac{n_{нач}}{n} = f(\overset{*}{I}_в)$$

или

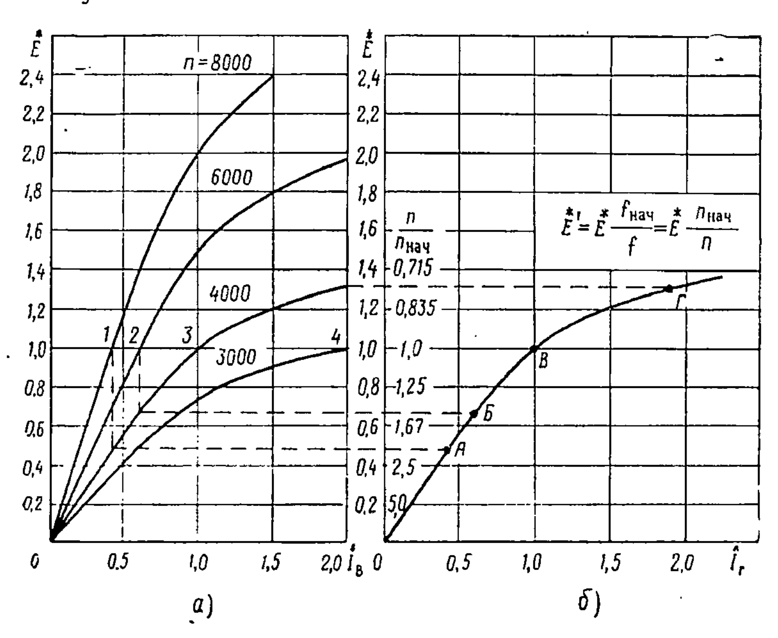
$$\overset{*}{E} \frac{f_{нач}}{f} = \varphi(\overset{*}{I}_в)$$

вместо

$$\overset{*}{E}=f\left(\overset{*}{I}_{в}\right),$$

где $\overset{*}{E}=\frac{E}{U_{ном}}$ и $\overset{*}{I}_{в}=\frac{I_{в}}{I_{в.ном}}$ — в относительных единицах.

В этом случае вместо семейства кривых холостого хода (фиг. 3. 47, *а*) будет только одна кривая (фиг. 3. 47, *б*), соответствующая исходной частоте, у которой номинальному напряжению соответствует точка *В*.



Фиг. 3. 47. Кривые холостого хода генератора при изменении скорости вращения.

а—характеристики холостого хода в относительных единицах. *б*—приведенная характеристика холостого хода в относительных единицах.

За исходную можно принять любую частоту, однако удобно пользоваться начальной скоростью вращения, при которой определяется номинальная мощность машины.

Если при повышении скорости вращения напряжение генератора сохранять неизменным, то рабочая точка, соответствующая номинальному напряжению, будет перемещаться вниз к началу координат от точки *В*; при снижении скорости вращения она перемещается, наоборот, вверх по кривой, как это видно из фиг. 3. 47, *б*. Кривую *3*, соответствующую начальной скорости вращения, можно

рассматривать как исходную относительную характеристику, не зависящую от скорости вращения, т. е.

$$\overset{*}{E'} = \overset{*}{E}(n_{нач}/n) = f(\overset{*}{I}_в).$$

Если при изменении скорости вращения номинальное напряжение сохранять неизменным, то номинальному напряжению при начальной скорости $n_{нач}$=4000 об/мин ($n_{нач} : n$=1) будет соответствовать точка B, так как при начальной скорости вращения характеристика $\overset{*}{E}(n_{нач}/n)$ совпадает с характеристикой $\overset{*}{E}$. Номинальному напряжению при n=8000 об/мин ($n_{нач} : n$=0,5) соответствует точка A, расположенная ниже точки B, а номинальному напряжению при n_{min}=3000 об/мин ($n_{нач} : n$=1,33) — точка $Г$, расположенная выше точки B.

Таким образом, при изменении скорости вращения от n_{max} до n_{min} точка, соответствующая номинальному напряжению, перемещается по кривой от A до $Г$.

Все положения, относящиеся к кривой холостого хода и известные из общего курса электрических машин, применимы и в данном случае, при этом, однако, надо помнить, что расположение точки номинального напряжения на кривой зависит от скорости вращения.

Так, при $n=2n_{нач}$ ток возбуждения, соответствующий номинальному напряжению, составляет 42% от тока при $n_{нач}$ (точка A), а при половинном напряжении снижается до 20% номинального значения.

При снижении скорости вращения ток возбуждения резко увеличивается вследствие повышения насыщенности магнитной системы и при n=0,75$n_{нач}$ он составляет для номинального напряжения 195% от значения тока при $n_{нач}$ (точка $Г$).

Кривая $\overset{*}{E'}=f(\overset{*}{I}_в)$ наглядно показывает зависимость н. с. возбуждения от скорости вращения при постоянном значении напряжения

Анализ кривой намагничивания машины (фиг. 3.48) производится при помощи ряда коэффициентов.

К о э ф ф и ц и е н т м а г н и т н о й ц е п и, который понимается, как отношение намагничивающей силы при холостом ходе в точке, соответствующей $U_{ном}$ или $E_{ном}$ к падению магнитного потенциала в воздушном зазоре, т. е.

$$k_s = \frac{F_0}{U_\delta} = \frac{U_\delta + U_{ст}}{U_\delta} = 1 + \frac{U_{ст}}{U_\delta} = 1{,}1 \div 1{,}4. \qquad (3.120)$$

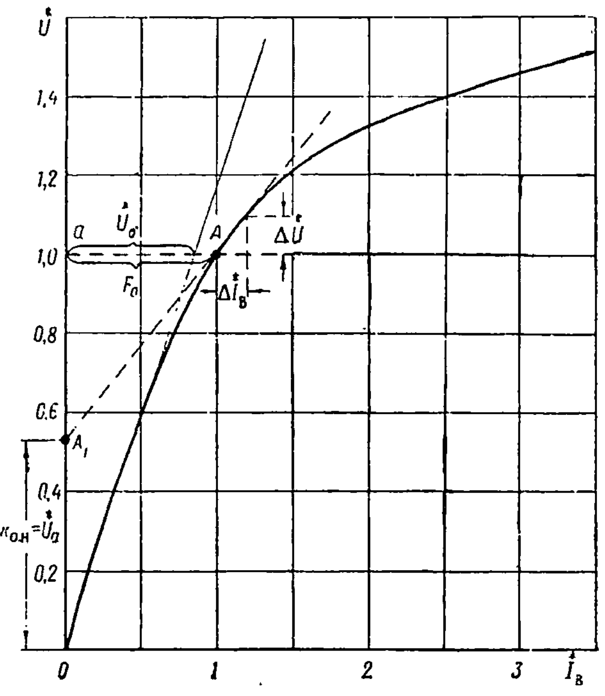
Он характеризует распределение н. с. возбуждения при холостом ходе между воздушным зазором U_δ и сталью $U_{ст}$.

К о э ф ф и ц и е н т о т н о с и т е л ь н о г о м а г н и т н о г о н а с ы щ е н и я, который понимается как отношение напряжения U_a (отрезок фиг. 3.48 на оси ординат, отсеченный касательной к точ-

ке A, соответствующей номинальному напряжению) к номинальному напряжению.

$$k_{о.н} = \frac{U_a}{U_{ном}} = 0{,}5 \div 0{,}6 \qquad (3.121)$$

$k_{о.н}=0$ при отсутствии насыщения и стремится к единице при сильном насыщении.



Фиг. 3.48. К анализу кривой холостого хода.

Коэффициент магнитного насыщения, который понимается как отношение относительного изменения тока возбуждения

$\left(\Delta \overset{*}{I}{}'_в = \frac{\Delta \overset{*}{I}_в}{\overset{*}{I}_в}\right)$ к относительному изменению напряжения;

$\left(\Delta \overset{*}{U}{}' = \frac{\Delta \overset{*}{U}}{\overset{*}{U}}\right)$ в номинальной точке, т. е. при $U_{ном}$ и $n_{ном}$, и

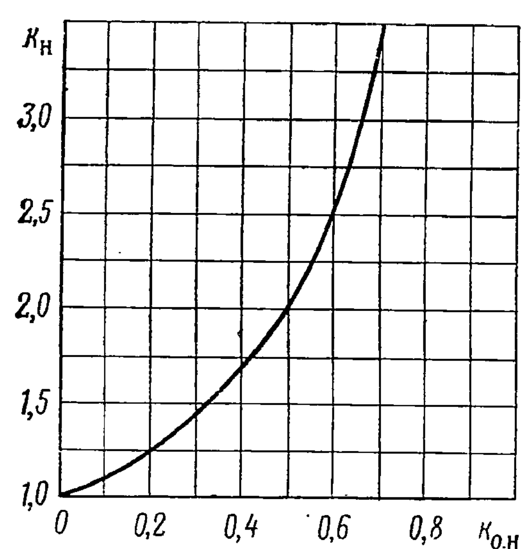
$$k_н = \frac{\Delta \overset{*}{I}{}'_в}{\Delta \overset{*}{U}{}'} = \frac{\Delta \overset{*}{I}_в U}{\Delta U \overset{*}{I}_в} \approx 2 \div 2{,}5. \qquad (3.122)$$

Из фиг. 3.48 можно установить соотношение между коэффициентом относительного магнитного насыщения $k_{о.н}$ и коэффициентом магнитного насыщения $k_н$ в виде

$$\left.\begin{aligned} k_{о.н} &= 1 - \frac{1}{k_н} = \frac{k_н - 1}{k_н} \\ \text{и} \qquad & \\ k_н &= \frac{1}{1 - k_{о.н}}. \end{aligned}\right\} \qquad (3.123)$$

Последнее выражение показывает, что между $k_н$ и $k_{о.н}$ существует постоянное соотношение и, следовательно, для анализа кривой намагничивания достаточно пользоваться только двумя показателями, а именно: коэффициентом магнитной цепи k_s и коэффициентом относительного магнитного насыщения $k_{о.н}$.

Напомним, что k_s не характеризует насыщенность цепи, а лишь показывает соотношение н. с., расходуемых на проведение потока через сталь и воздух.



Фиг. 3. 49. Зависимость между коэффициентом магнитного насыщения $k_н$ и коэффициентом относительного магнитного насыщения $k_{о.н}$.

Если кривая насыщения выражена в относительной форме, то $k_{о.н}$ и $k_н$ характеризуют наклон касательной в точке, принятой за исходную, т. е. с координатами (1; 1) и величина $k_{о.н}$ получается непосредственным отсчетом на оси ординат (отрезок OA_1). Коэффициент магнитного насыщения определяется при этом как отношение

$$k_н = \frac{1}{1 - k_{о.н}} = \frac{1}{1 - \overline{OA_1}} = \frac{1}{\overline{A_1 a}}.$$

На фиг. 3. 49 приведена зависимость $k_н = f(k_{о.н})$.

Характеристика короткого замыкания

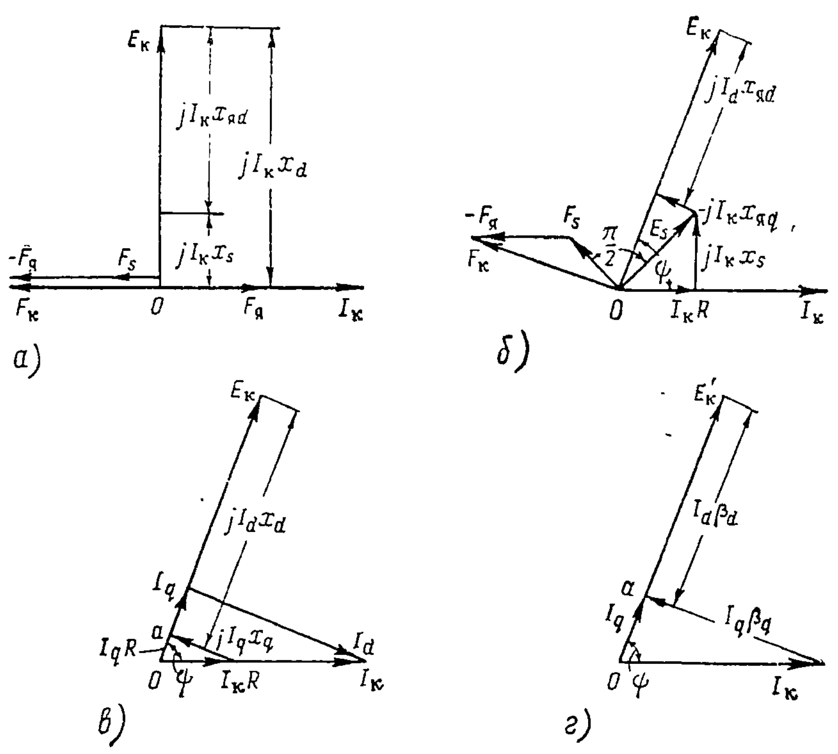
$I = f(I_в)$ при $z = 0$, $U = 0$ и $n = \text{const}$.

Векторные диаграммы, соответствующие установившемуся симметричному короткому замыканию синхронной машины для одной фазы без учета и с учетом активного сопротивления якоря, приведены на фиг. 3. 50 и ясны без пояснений.

Н. с. возбуждения при коротком замыкании $F_к$ расходуется на компенсацию н. с. реакции якоря $F_я$ и магнитного падения F_s от потока, который наводит э. д. с. E_s, компенсируя полное падение напряжения в обмотке якоря $E_s = I_к z_к = I_к \sqrt{R^2 + x_s^2}$, т. е.

$$\dot{F}_к = \dot{F}_s + \dot{F}_я. \qquad (3.124)$$

Установившийся ток короткого замыкания складывается из двух составляющих:



Фиг. 3.50. Векторные диаграммы установившегося короткого замыкания синхронной явнополюсной машины.

а—без учета активного сопротивления якоря; б—с учетом активного сопротивления якоря; в—с учетом активного сопротивления якоря и применением синхронных реактивностей в продольной (x_d) и поперечной (x_q) осях; г—то же с относительными параметрами.

продольной

$$I_d = I_к \sin\psi = I_к \frac{I_q x_q}{I_к R} = I_q \beta_q \qquad (3.125)$$

и поперечной

$$I_q = I_к \cos\psi = I_d \frac{R}{x_q} = \frac{I_d}{\beta_q}, \qquad (3.126)$$

где из диаграммы фиг. 3. 50

$$\sin\psi=\frac{I_q x_q}{I_к R}=\frac{I_q}{I_к}\beta_q.$$

Учитывая, что отрезок $\overline{Oa}$ из векторной диаграммы равен

$$\overline{Oa}=RI_к\cos\psi=I_q R$$

и приняв во внимание значение I_q из (3. 126), получают выражение для э. д. с. $E_к$ в следующем виде:

$$E_к=I_d x_d+I_q R=I_d x_d+RI_d\frac{R}{x_q}=I_d\frac{R^2+x_d x_q}{x_q} \qquad (3.127)$$

или

$$E'_к=I_d\beta_d+I_q=I_d\frac{k+\beta_d^2}{\beta_d}.$$

С учетом (3. 126) и (3. 127) новые выражения для I_d и I_q будут

$$I_d=\frac{E_k}{x_d+\frac{R^2}{x_q}}=\frac{E'_k}{(k+\beta_d^2)\beta_d^{-1}} \qquad (3.128)$$

и

$$I_q=\frac{E_к}{R+\frac{x_d x_q}{R}}=\frac{E'_к}{(k+\beta_d^2)k^{-1}}, \qquad (3.129)$$

где

$$k=\frac{\beta_d}{\beta_q}=\frac{x_d}{x_q}, \quad E'_к=\frac{E_к}{R}.$$

Ток короткого замыкания на основании последних выражений будет равен

$$\dot{I}_к=I_q-jI_d=E_к\frac{R-jx_q}{R^2+x_d x_q}=E'_к\frac{k-j\beta_d}{k+\beta_d^2}, \qquad (3.130)$$

откуда модуль

$$I_к=E_к\frac{\sqrt{R^2+x_q^2}}{R^2+x_d x_q}=E'_к\frac{\sqrt{k^2+\beta_d^2}}{k+\beta_d^2}. \qquad (3.131)$$

Характеристика короткого замыкания есть зависимость тока якоря от тока возбуждения. Если пренебречь насыщением стали или исходить из спрямленной части характеристики холостого хода, то э. д. с. будет линейной функцией тока возбуждения, т. е.

$$E=\omega MI_в=2\pi fMI_в=\rho I_в$$

и

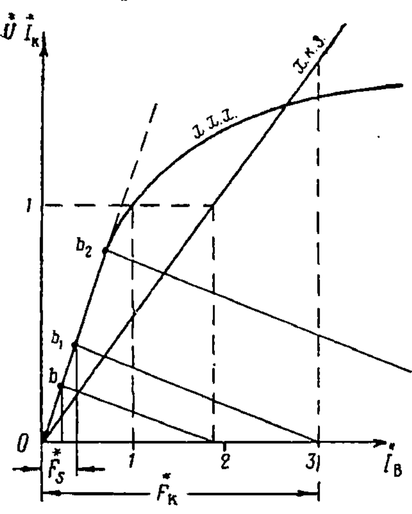
$$E'=\omega\frac{M}{R}I_в=2\pi fTI_в=\rho' I_в.$$

В этом случае

$$I_к = \rho I_в \frac{\sqrt{R^2 + x_q^2}}{R^2 + x_d x_q} = \rho' I_в \frac{\sqrt{k^2 + \beta_d^2}}{k + \beta_d^2}, \qquad (3.132)$$

где $\rho' = \frac{\rho}{R}$.

Последнее уравнение соответствует прямой линии, которая и является характеристикой короткого замыкания при постоянной скорости вращения и принятых условиях. Если же учесть насыщение, которое сказывается только при токах короткого замыкания, превосходящих номинальное значение тока в несколько раз, то характеристика короткого замыкания (х. к. з.) аналогично кривой характеристики холостого хода (х. х. х.) принимает вид, показанный на фиг. 3. 51.



Фиг. 3. 51. Характеристика короткого замыкания.

Напомним, что уменьшение синхронной индуктивности в продольной оси $x_d(\beta_d)$ с увеличением насыщения повышает величину $I_к$ при том же значении $I_в(I'_в)$. Характеристика короткого замыкания остается прямолинейной до тех пор, пока вершина реактивного треугольника (точка b, фиг. 3. 51) остается на прямолинейной части кривой намагничивания. При дальнейшем возрастании тока возбуждения вершина реактивного треугольника переместится выше точки b_2 и характеристика короткого замыкания потеряет прямолинейный характер.

Если пренебречь активным сопротивлением обмотки якоря, что обычно и делается в синхронных машинах средней и большой мощностей, то

$$I_к = I_d = \frac{E_к}{x_d} = \frac{\rho I_в}{x_d} \text{ и } I_q = 0. \qquad (3.133)$$

О влиянии активного сопротивления якоря на величину тока короткого замыкания было изложено в § 4 этой главы. Здесь только следует отметить, что при $\beta_d > 5$ сопротивлением обмотки якоря можно пренебречь. В авиационных тахометрических синхронных генераторах $\beta \leqslant 5$, и активное сопротивление оказывает заметное влияние на величину т. к. з.

Влияние скорости вращения на характеристику короткого замыкания. Учитывая, что $E = 2\pi f M_d I_в$, $x_d = 2\pi f L_d$, $x_q = 2\pi f L_q$

$$\text{и} \quad \beta_d = 2\pi f \frac{L_d}{R} = 2\pi f T_d,$$

выражение (3.131) представляется в виде

$$\left.\begin{aligned} I_к &= 2\pi M I_в \frac{\sqrt{\left(\frac{R}{f}\right)^2 + (2\pi L_q)^2}}{\left(\frac{R}{f}\right)^2 + (2\pi)^2 L_d L_q} \\ &\text{или} \\ I_к &= 2\pi T I_в \frac{\sqrt{\left(\frac{k}{f}\right)^2 + (2\pi T_d)^2}}{\frac{k}{f^2} + (2\pi T_d)^2}, \end{aligned}\right\} \qquad (3.134)$$

где $T = \frac{M}{R}$, $T_d = \frac{L_d}{R}$.

При больших значениях частоты и малом значении активного сопротивления

$$\frac{R}{f} \ll 2\pi L_q, \quad \left(\frac{R}{f}\right)^2 \ll (2\pi)^2 L_d L_q, \quad \frac{k}{f} \ll 2\pi T_d$$

и ток $I_к$ не зависит от скорости вращения (частоты).

При малых частотах и больших значениях R ток короткого замыкания зависит от скорости вращения (частоты), снижаясь при ее уменьшении.

В авиационных электросистемах возможна работа синхронных генераторов при изменяющейся частоте в пределах $f_2/f_1 = 2{,}0 \div 2{,}5$. Влияние изменения частоты на ток короткого замыкания можно определить, пользуясь отношением

$$\frac{I_{к2}}{I_{к1}} = \frac{E_{к2}}{E_{к1}} \frac{k + \beta_{d1}^2}{k + \beta_{d2}^2} \sqrt{\frac{k^2 + \beta_{d2}^2}{k^2 + \beta_{d1}^2}},$$

которое при условии, что $f_2/f_1 = \overset{*}{f}$, а также

$$\frac{\beta_{d2}}{\beta_{d1}} = \frac{x_{d2}}{x_{d1}} = \frac{f_2}{f_1} = \overset{*}{f} \quad \text{и} \quad \frac{E'_{к2}}{E'_{к1}} = \frac{E_{к2}}{E_{к1}} = \overset{*}{f},$$

может быть записано как

$$\frac{I_{к2}}{I_{к1}} = \frac{k + \beta_{d1}^2}{k\overset{*}{f}{}^{-2} + \beta_{d1}^2} \sqrt{\frac{k^2 \overset{*}{f}{}^{-2} + \beta_{d1}^2}{k^2 + \beta_{d1}^2}}. \qquad (3.135)$$

Здесь

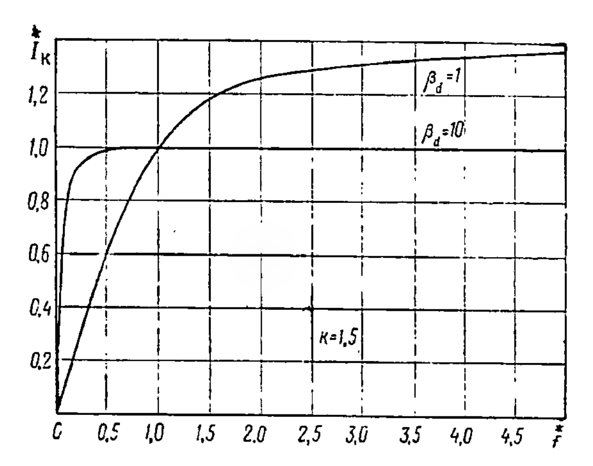
$I_{к1}$ и β_{d1} — ток короткого замыкания и относительная индуктивность при исходной частоте f_1;

$I_{к2}$ и β_{d2} — то же при переменной частоте f_2.

При $\overset{*}{f}=(f_2/f_1)\to 0$ отношение $I_{к2}/I_{к1}$ также стремится к нулю; при $\overset{*}{f}=1$ оно стремится к $I_{к2}/I_{к1}=1$; при $\overset{*}{f}\to\infty$ отношение не зависит от частоты, т. е.

$$\frac{I_{к2}}{I_{к1}}=\frac{k+\beta_{d1}^2}{\beta_{d1}\sqrt{k^2+\beta_d^2}}.$$

На фиг. 3.52 дана зависимость $\overset{*}{I}_к=I_{к2}/I_{к1}=\varphi(\overset{*}{f})$ по параметру β_d при $k=1,5$.



Фиг. 3.52. Зависимость относительного значения установившегося тока короткого замыкания от частоты.

Снижение частоты против номинальной в 2 раза не вызывает снижения тока короткого замыкания при $\beta_d \geqslant 10$, а при $\beta_d=1$ последний снижается до 60% номинального значения.

Повышение частоты против номинальной в 2 раза не вызывает изменения тока короткого замыкания при $\beta_d \geqslant 5$. В то же время он увеличивается примерно до 1,25 номинального значения при $\beta_d=1$.

Характеристика короткого замыкания синхронных генераторов, предназначенных для питания магистральной авиационной электросистемы, не зависит от частоты при ее обычном диапазоне изменения, так как генераторы имеют $\beta_d>5$. Однако характеристика короткого замыкания тахогенераторов, у которых β_d может быть меньше пяти, а диапазон изменения частоты значительно выше двух, зависит от частоты.

Как известно, отношение короткого замыкания (о. к. з.), характеризующее величину тока установившегося короткого замыкания, равно

$$\text{о. к. з.} = \frac{I_{к0}}{I_{ном}} = \frac{F_0}{F_{к.ном}} = \overset{*}{I}_{к0}, \qquad (3.136)$$

где

F_0 — н. с. возбуждения при холостом ходе и номинальном напряжении обмотки якоря;

$F_{к.ном}$ — н. с. возбуждения при коротком замыкании и номинальном токе обмотки якоря;

$I_{к0}$ — ток короткого замыкания при н. с. F_0;

$I_{ном}$ — номинальный ток.

О. к. з. представляет собой кратность тока короткого замыкания при возбуждении холостого хода. Если учесть, что при $R=0$, $I_{к0}=U_{ном}/x_d$, то выражение (3. 136) можно представить в следующем виде:

$$\text{о. к. з.} = \frac{I_{к0}}{I_{ном}} = \frac{\frac{U_{ном}}{x_d}}{I_{ном}} = \frac{1}{\overset{*}{x}_d} = \overset{*}{I}_{к0}. \qquad (3.137)$$

Таким образом, *о. к. з. равно обратному значению ненасыщенного индуктивного сопротивления машины в относительных единицах.*

О. к. з. является одной из важных величин, характеризующих работу синхронной машины. В табл. 3. 2 приведены значения о. к. з. различных типов синхронных машин.

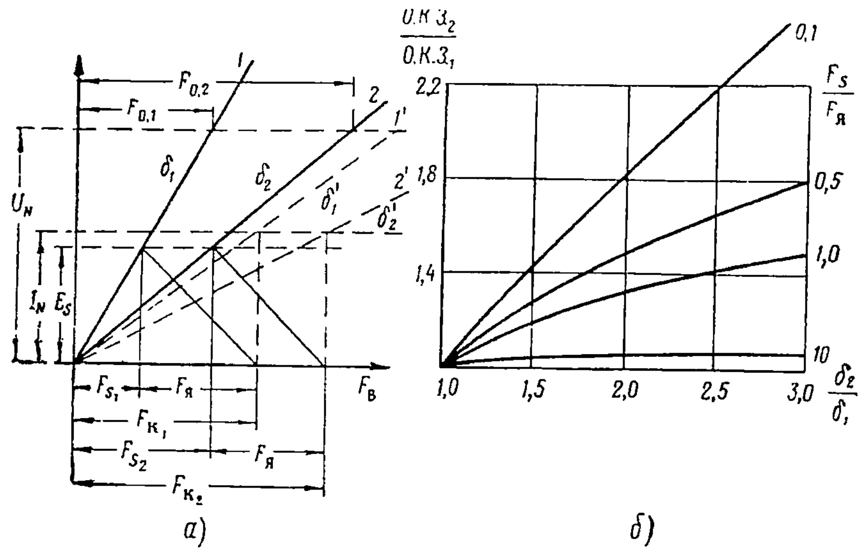
Таблица 3.2

О. к. з. различных типов синхронных машин

Общего применения					Авиационные машины	
неявнополюсные		явнополюсные			явнополюсные с успокоительной обмоткой	неявнополюсные
$2p=2$	$2p=4$	без успокоительной обмотки	с успокоительной обмоткой	компенсаторы		
0,5÷0,7	0,8÷1,0	0,8÷1,4	0,8÷1,4	0,4÷0,6	0,5÷0,7	0,6÷0,8

Чем больше величина о. к. з. и, следовательно, меньше значение x_d, тем менее сказывается на работе машины реакция якоря. Машина с большим значением о. к. з. имеет менее пологую внешнюю характеристику, т. е. меньшее значение изменения напряжения, обладает большей перегрузочной способностью и более устойчива при параллельной работе. Таким образом, с точки зрения эксплуатационных свойств синхронной машины желательно увеличивать величину о. к. з.

Величина о. к. з. определяется главным образом размерами воздушного зазора, так как 75÷85% н. с. возбуждения при холостом ходе $F_0 = 0{,}8\delta' B_\delta k_s$ расходуется на проведение потока через воздушный зазор машины. При увеличении воздушного зазора возрастает не только F_0, но и н. с. возбуждения при коротком замыкании $F_{к.ном}$, однако в значительно меньшей степени, чем F_0, и поэтому о. к. з. увеличивается.



Фиг. 3.53. Зависимость о. к. з. от размеров воздушного зазора.

а—*1* и *2*—характеристики холостого хода при зазоре δ_1 и δ_2; *1'* и *2'*—характеристики короткого замыкания при зазоре δ_1 и δ_2; *б*—зависимость о. к. з. от величины воздушного зазора при разных значениях $F_s/F_я$.

Если предположить, что машина не насыщена (фиг. 3.53), то легко установить зависимость между размерами воздушного зазора и величиной о. к. з.

Пользуясь обозначениями фиг. 3.53,*а*, можно записать, что

$$(\text{о. к. з.})_1 = \frac{F_{01}}{F_{к1}} = \frac{0{,}8\delta_1' B_\delta k_s}{F_{s1} + F_я} = \frac{1}{\overset{*}{x}_{d1}} = \overset{*}{I}_{к01}. \qquad (3.138)$$

Для той же машины, но с увеличенным зазором δ_2 получится

$$(\text{о. к. з.})_2 = \frac{F_{02}}{F_{к2}} = \frac{0{,}8\delta_2' B_\delta k_s}{F_{s2} + F_я} = \frac{1}{\overset{*}{x}_{d2}} = \overset{*}{I}_{к02}. \qquad (3.139)$$

Относительное увеличение о. к. з. вследствие увеличения воздушного зазора найдется из отношения (3.138) к (3.139), т. е.

$$\frac{(\text{о. к. з.})_2}{(\text{о. к. з.})_1} = \frac{\delta_2'}{\delta_1'} \frac{F_{s1} + F_я}{F_{s2} + F_я}.$$

Из фиг. 3. 53,*а* следует, что

$$\frac{F_{s2}}{F_{s1}}=\frac{F_{02}}{F_{01}}=\frac{\delta_2'}{\delta_1'}=\frac{\delta_2}{\delta_1};$$

тогда

$$\frac{(\text{о. к. з.})_2}{(\text{о. к. з.})_1}=\frac{\delta_2}{\delta_1}\,\frac{1+\frac{F_{s1}}{F_я}}{1+\frac{F_{s2}}{F_я}\frac{\delta_2}{\delta_1}}<\frac{\delta_2}{\delta_1}. \qquad (3.140)$$

При выводе уравнения (3. 140) предполагалось, что реактивный треугольник (F_s и $F_я$) остается без изменения и перемещается параллельно самому себе. Если предположить, что $F_{s1}/F_я=0{,}5$, то при увеличении расчетного воздушного зазора в 2 раза $\delta_2/\delta_1=2$, о. к. з. повысится только в 1,5 раза, а при $F_{s1}/F_я=1$ — только в 4/3 раза.

Чем больше отношение $F_{s1}/F_я$, тем меньше возрастает о. к. з. с увеличением размера воздушного зазора.

На фиг. 3. 53,*б* приведены зависимости

$$\frac{(\text{о. к. з.})_2}{(\text{о. к. з.})_1}=f\left(\frac{\delta_2}{\delta_1}\right) \text{ по параметру } F_{s1}/F_я=0{,}1\div1{,}0.$$

При увеличении воздушного зазора машины, желательном также из условий охлаждения и снижения дополнительных потерь, увеличиваются размеры, вес и стоимость машины. Мощность синхронной машины обычно лимитируется обмоткой возбуждения, а при увеличенном воздушном зазоре н. с. возбуждения возрастает, следовательно, увеличивается объем и вес меди, а также необходимое сечение обмоточного пространства. Все это ведет к повышению размеров и стоимости машины. При проектировании авиационных синхронных генераторов обычно выбирают минимально возможный воздушный зазор, обеспечивающий необходимую перегрузочную способность машины. Величина изменения напряжения имеет второстепенное значение, так как обеспечивается автоматическое регулирование напряжения.

Нагрузочная характеристика

$$U=f(I_в) \text{ или } \overset{*}{U}=\varphi(\overset{*}{I}_в) \text{ при } I=\text{const}.$$

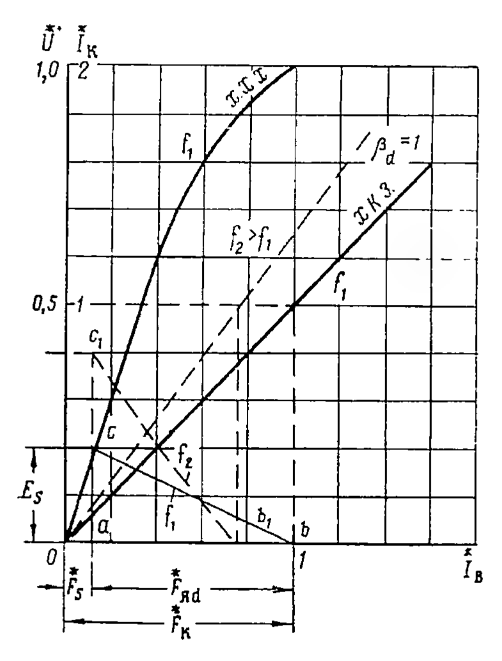
Как известно, наибольший интерес представляет нагрузочная характеристика при индуктивной нагрузке, т. е.

$$U=f(I_в) \text{ при } \cos\varphi=0 \text{ и } I=\text{const}.$$

Зная характеристики холостого хода, короткого замыкания и нагрузочную при $\cos\varphi=0$, можно определить реактивный треугольник, а следовательно, синхронную индуктивность в продольной оси x_d и индуктивность рассеяния x_s.

На фиг. 3.54 приведен реактивный треугольник abc, в котором сторона $\overline{ab}=F_{\text{я}\,d}$ соответствует н. с. продольной реакции якоря, а сторона $\overline{ac}=E_s=-jIx_s$ — падению напряжения рассеяния. Величина $\overline{ob}=F_s+F_{\text{я}\,d}=F_{\text{к}}$ есть н. с. возбуждения при установившемся коротком замыкании и $I_{\text{к}}=I_{\text{ном}}$.

Влияние скорости вращения (частоты) на нагрузочную характеристику. Как было показано ранее, при независимости потока (тока возбуждения) от скорости вращения э. д. с. генератора прямо пропорциональна скорости.



Фиг. 3.54. Влияние частоты на треугольник короткого замыкания. Пунктирные линии соответствуют $f_2>f_1$ при учете R ($\beta_d=1$).

Если пренебречь активным сопротивлением обмотки якоря, то ток короткого замыкания не будет зависеть от скорости вращения. В этом случае положение начальной точки нагрузочной характеристики (при $U=0$) также не зависит от скорости вращения.

Э. д. с. рассеяния $E_s=Ix_s=I2\pi fL_s$ прямо пропорциональна частоте. Характеристический или реактивный треугольник при принятых допущениях состоит из катета $\overline{ab}$, не зависящего от скорости (частоты), и катета $\overline{ac}$, зависящего линейно от скорости вращения. На основании изложенного, на фиг. 3.55 приведены нагрузочные характеристики при частоте f и $2f$ без учета насыщения.

Таким образом, для каждой скорости вращения (частоты) можно построить соответствующую ей кривую холостого хода и нагрузочную характеристику. Однако пользоваться семейством нагрузочных характеристик в зависимости от частоты неудобно и поэтому строят приведенную нагрузочную характеристику (аналогично приведенной характеристике холостого хода), т. е. зависимость

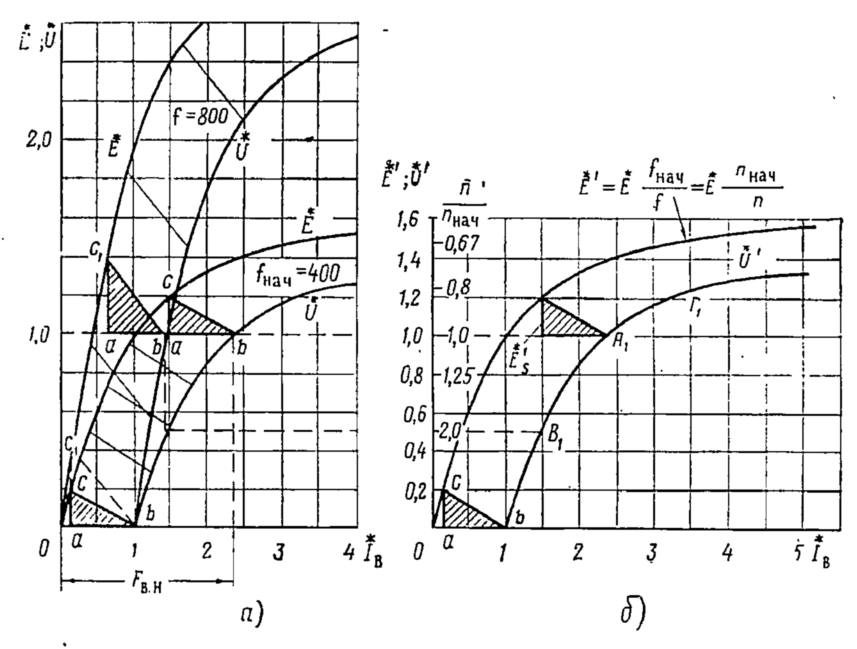
$$\overset{*}{U}'=\overset{*}{U}\frac{f_{\text{нач}}}{f}=\overset{*}{U}\frac{n_{\text{нач}}}{n}=\varphi(\overset{*}{I}_{\text{в}}) \text{ при } I=\text{const и } \cos\varphi=0.$$

При построении приведенной индуктивной нагрузочной характеристики необходимо учесть, что высота реактивного треугольника,

выражающая падение напряжения от потоков рассеяния, должна быть представлена в масштабе приведенного напряжения, т. е.

$$\overset{*}{E}'_s = \overset{*}{E}_s \frac{f_{нач}}{f} = \overset{**}{I x_s} \frac{f_{нач}}{f}.$$

В этом случае при перемещении приведенного реактивного треугольника таким образом, что его вершина c скользит по приведенной характеристике холостого хода, вершина b опишет приведен-



Фиг. 3. 55. Нагрузочные характеристики.

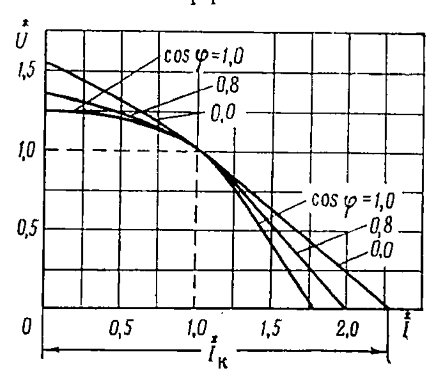
а—при частоте f и $2f$; *б*—приведенная нагрузочная характеристика.

ную нагрузочную характеристику (фиг. 3. 55, *б*). Точка A_1 соответствует номинальному напряжению при номинальной нагрузке и исходной частоте. Если увеличить скорость вращения вдвое, то точка номинального напряжения A_1 начнет перемещаться вниз к началу координат и займет положение, соответствующее скорости $n/n_{нач}=2$ (точка B_1). Если же снизить скорость вращения до 0,8 начальной скорости, то точка номинального напряжения переместится вверх и займет положение $Г_1$, соответствующее скорости $n/n_{нач}=0{,}8$. Таким образом, кривая $B_1A_1Г_1$ является приведенной нагрузочной характеристикой, пригодной для любой скорости вращения.

Внешняя характеристика

$U = f(I)$ при $I_в = \text{const}$, $\cos\varphi = \text{const}$ и $n = \text{const}$

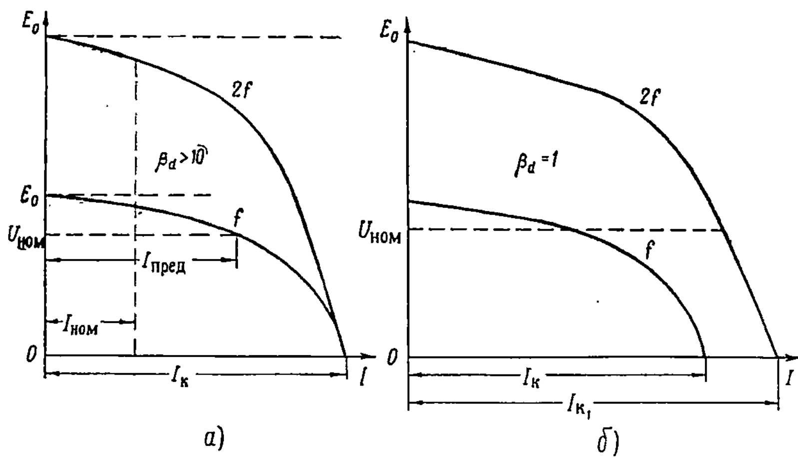
На фиг. 3. 56 приведены внешние характеристики синхронного генератора, построенные в относительных единицах, для различных значений коэффициента мощности. Изменение напряжения на зажимах генератора в зависимости от величины и характера нагрузки обусловлено влиянием реакции якоря и падением напряжения в активном и реактивном сопротивлениях рассеяния обмотки якоря.



Фиг. 3. 56. Внешние характеристики в относительных единицах в зависимости от cos φ.

Жесткость внешней характеристики синхронных машин, определяемая тангенсом угла наклона касательной к оси абсцисс, значительно меньше, чем у подобной машины постоянного тока с параллельным возбуждением.

В синхронных машинах повышение напряжения при сбросе индуктивной нагрузки ($\cos\varphi = 0{,}8$) доходит до 50%, в то время как в машинах постоянного тока оно не превосходит 15%. Последнее объясняется тем, что н. с. якоря в ма-

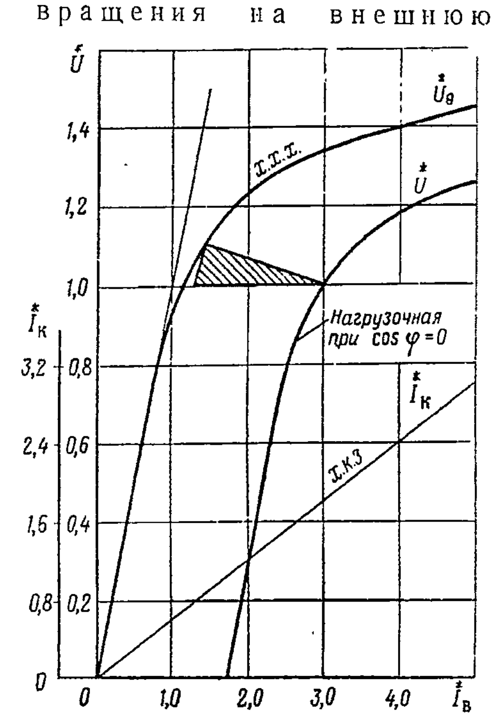


Фиг. 3. 57. Внешние характеристики при разных частотах f и $2f$.
$а - \beta_d > 10$; $б - \beta_d = 1$;
$I_{пред}$ — предельный ток нагрузки при номинальном напряжении.

шинах постоянного тока при щетках, расположенных на геометрической нейтрали, оказывает малое размагничивающее влияние на основное поле возбуждения, а в машинах переменного тока влияние

реакции якоря велико и тем больше, чем ниже $\cos\varphi$. Учитывая изложенное, заметим, что при прочих равных условиях в машинах переменного тока величина н. с. возбуждения, а следовательно, и вес обмотки возбуждения больше, чем у машин постоянного тока.

Влияние скорости вращения на внешнюю характеристику. При увеличении скорости вращения э. д. с. якоря возрастает пропорционально n, и начальная точка (при $I=0$) внешней характеристики перемещается вверх по оси ординат. Новое значение э. д. с. будет $E_{02}=E_{01}(f_2/f_1)$. Предполагается, что ток возбуждения от скорости вращения не зависит.



Фиг. 3. 58. Характеристики трехфазного авиационного синхронного генератора мощностью 40 *ква*, 6000 об/мин; 400 *гц*, $\cos\varphi=0{,}75$.

Конечная точка характеристики ($U=0$), соответствующая току короткого замыкания, при больших значениях β_d остается без изменения, а при малых значениях β_d перемещается вправо по оси абсцисс. На фиг. 3. 57 показан примерный характер внешних характеристик при изменении скорости $n_2:n_1=2:1$ для машин с $\beta_d>10$ и $\beta_d=1$.

Если при изменении частоты сохранять отношение $U/f=\text{const}$, то магнитная нагрузка машины остается неизменной, и относительное значение изменения напряжения не зависит от частоты. В этом случае можно построить приведенную внешнюю характеристику не зависящей от скорости вращения генератора в виде зависимости

$$\overset{*}{U}{}'=\overset{*}{U}\,\frac{f_{нач}}{f}=\overset{*}{U}\,\frac{n_{нач}}{n}=\varphi(I)$$

по параметру $\cos\varphi$ аналогично тому, как ранее строились приведенные характеристики холостого хода и нагрузочная. Если же при изменении скорости вращения (частоты) напряжение на зажимах генератора сохраняется постоянным, то степень насыщения магнитной системы падает с увеличением скорости и, следователь-

но, внешняя характеристика будет зависеть от частоты и ее необходимо строить для каждого конкретного значения частоты.

В заключение на фиг. 3.58 приводятся характеристики трехфазного авиационного синхронного генератора мощностью 40 *ква*.

3.6. ОДНОФАЗНЫЕ СИНХРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Однофазный ток применяется в специальных случаях: в авиации, на железнодорожном транспорте, в высокочастотной технике нагрева, в сельском хозяйстве, в бытовых приборах и т. д. Основным преимуществом однофазного тока является меньшее число проводов, что особенно важно для авиации. В авиации однофазные синхронные генераторы применяются главным образом для комплектования преобразователей постоянного тока в переменный.

Теория однофазных машин используется при анализе несимметричных или однофазных режимов работы многофазных машин (обрыв фазы, несимметричное короткое замыкание и т. д.) и в этом отношении она приобретает более общий характер.

Устройство

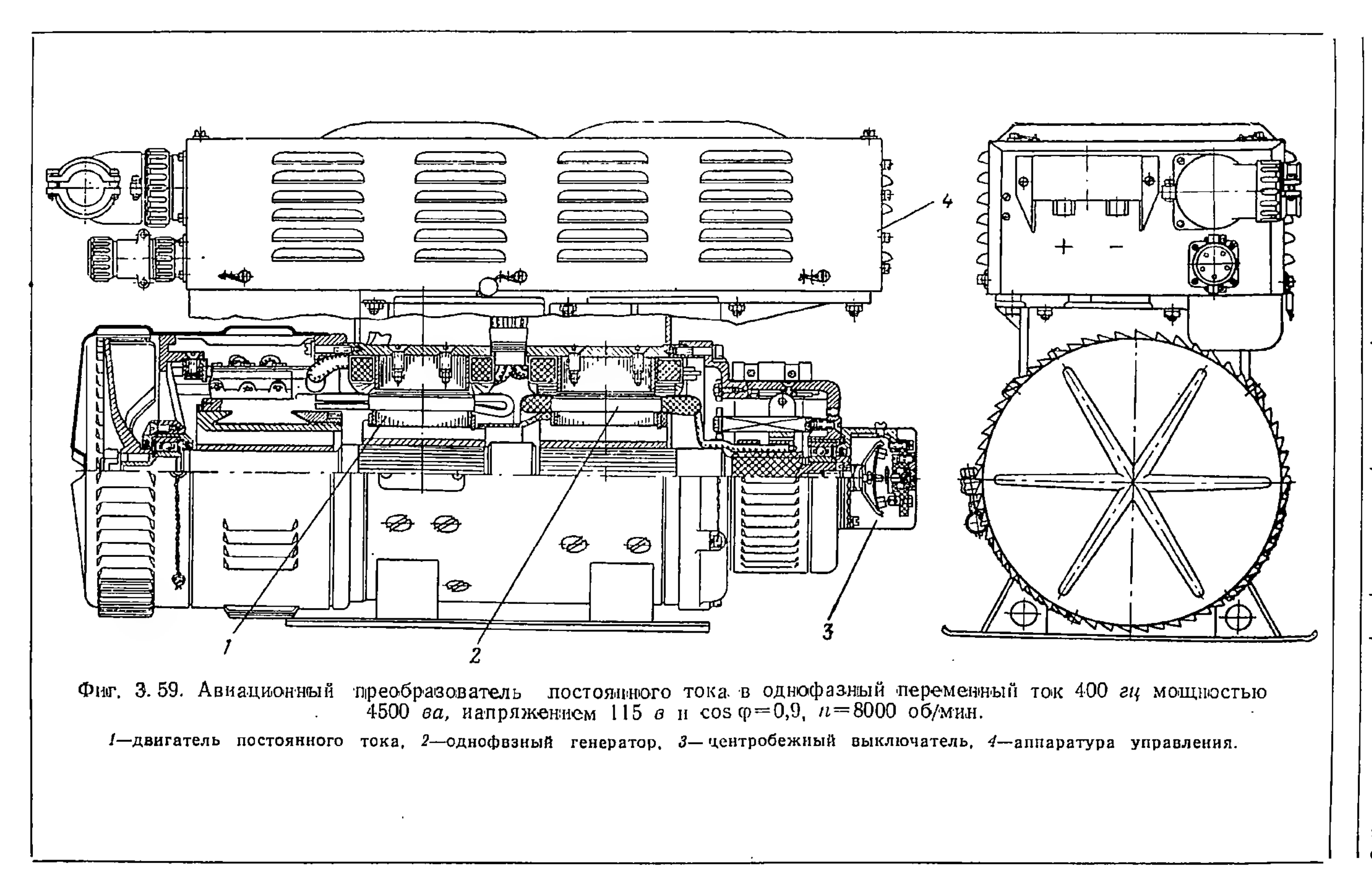
Однофазные синхронные генераторы выполняются аналогично трехфазным в явнополюсном или неявнополюсном исполнении. Однофазные явнополюсные генераторы выполняются либо с внутренними вращающимися полюсами, либо с внешними неподвижными полюсами подобно машинам постоянного тока.

На фиг. 3.59 приведена конструкция авиационного преобразователя с однофазным шестиполюсным синхронным генератором с внешними полюсами мощностью 4500 *ва* напряжением 115 *в* при 400 *гц*.

Якорь выполняется аналогично якорю трехфазной машины, но с однофазной (одно- или двухслойной) обмоткой, занимающей около 70% окружности поверхности якоря. Таким образом, около $^1/_3$ пазов оказываются не заполненными обмоткой.

Часто в качестве однофазной машины применяют трехфазные, используя при этом лишь две фазы из трех. Схема однофазной обмотки якоря авиационного однофазного генератора приведена на фиг. 3.60.

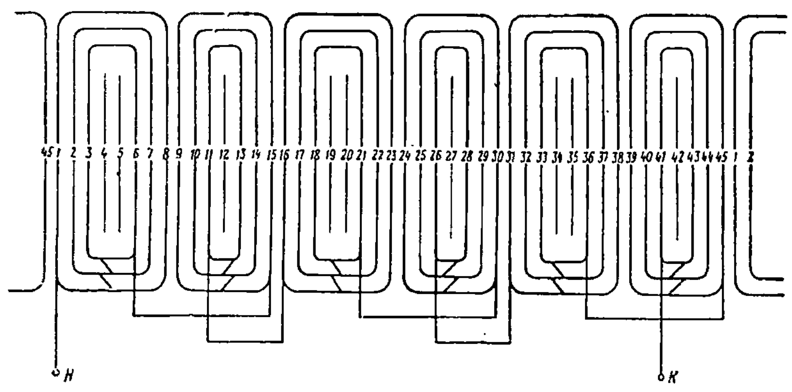
Дальнейшее использование поверхности якоря для размещения обмотки нерационально, так как при значительном увеличении веса меди мощность возрастает незначительно. Не заполненные обмоткой пазы могут служить в качестве аксиальных вентиляционных каналов.



Фиг. 3.59. Авиационный преобразователь постоянного тока в однофазный переменный ток 400 *гц* мощностью 4500 *ва*, напряжением 115 *в* и $\cos\varphi=0{,}9$, $n=8000$ об/мин.

1—двигатель постоянного тока, *2*—однофазный генератор, *3*—центробежный выключатель, *4*—аппаратура управления.

Полюсная система однофазной машины подобна полюсной системе трехфазной, за исключением успокоительной короткозамкнутой обмотки, назначение и особенности которой выясняются ниже.



Фиг. 3.60. Схема обмотки шестиполюсного однофазного авиационного генератора (число пазов $z_п=45$, из них заполненных $6 \cdot 6=36$).

Использование трехфазной машины в однофазном режиме

По напряжению. Возможны две схемы включения обмоток якоря:

а) последовательное соединение двух фаз; одна фаза свободна; в этом случае используется $^2/_3$ поверхности якоря, и напряжение на зажимах однофазной машины равно линейному напряжению трехфазной машины;

б) последовательное соединение всех трех фаз. В этом случае используется 100% поверхности якоря, и напряжение на зажимах однофазной машины равно двойному фазному напряжению трехфазной машины.

Таким образом, при использовании всех трех фаз расход меди в якоре увеличивается на 50%, а напряжение возрастает только на 15,6%. На фиг. 3.61 приведены возможные схемы включения трехфазной обмотки в однофазном режиме.

По мощности. Степень использования трехфазной машины в качестве однофазной зависит от режима работы машины. Применяя трехфазную машину в качестве однофазной, можно сохранять неизменными в обмотке якоря либо величину тока, либо величину потерь. В первом случае мощность однофазной машины при условии постоянства потока и тока якоря, а также заполнении $^2/_3$ поверхности якоря обмоткой определится из следующих соотношений:

отдаваемая однофазная мощность на основании фиг. 3.61

$$S_1=E_1I=\sqrt{3}E_3I;$$

отдаваемая трехфазная мощность

$$S_3=3E_1I;$$

отношение мощностей

$$\frac{S_1}{S_3}=\frac{\sqrt{3}}{2}=0{,}58,$$

т. е. *степень использования трехфазной модели в однофазном режиме при неизменном токе в обмотке якоря составляет 58%.*

Во втором случае потери якоря постоянны и, следовательно, ток якоря может быть соответственно увеличен. Из условия равенства потерь в обмотке якоря получится новое значение тока в однофазном режиме, т. е.

$$P_{м1}=P_{м3} \quad \text{или} \quad 2I_1^2R=3I_3^2R,$$

Фиг. 3.61. Возможные схемы включения трехфазной обмотки для однофазной работы.

а—последовательное включение двух фаз, *б*—последовательное включение трех фаз. E_1—э. д. с. на зажимах однофазной машины, E_3—фазная э. д. с. трехфазной машины.

откуда отношение токов при равных потерях в меди якоря составит

$$\frac{I_1}{I_3}=\sqrt{1{,}5}=1{,}225.$$

Отношение мощностей в однофазном (P_1) и трехфазном (P_3) режимах при использовании $^2/_3$ поверхности якоря, когда

$$S_1=E_1I_1=\sqrt{3}E_3\cdot 1{,}225I_3\approx 2{,}13E_3I_3$$

и

$$S_3=3E_1I_1,$$

очевидно, равно

$$\frac{S_1}{S_3}=\frac{2{,}13}{3}=0{,}707,$$

т. е. *степень использования трехфазной модели в однофазном режиме при неизменных потерях в обмотке якоря составляет 70%.*

Для низковольтных синхронных машин перепад температуры в изоляции невелик, и температура меди определяется общими потерями якоря. Следовательно, в этом случае степень использования трехфазной машины в однофазном режиме равна около 70%. В высоковольтных машинах перепад температуры в изоляции значите-

лен и поэтому степень использования ее в однофазном режиме несколько ниже, находясь в пределах

$$S_1=(0{,}7\div 0{,}58)S_3.$$

При использовании всех трех фаз обмотки якоря и сохранении величины тока якоря ($I_1=I_3=I$) мощность, развиваемая машиной в однофазном и трехфазном режимах, будет равна

$$S_1=E_1I_1=2E_3I \quad \text{и} \quad S_3=3E_3I.$$

Отношение мощностей при этом

$$\frac{S_1}{S_3}=\frac{2}{3}\approx 0{,}67,$$

что на 15,5% (0,67/0,58=1,155) больше, чем в случае использования только двух фаз обмотки якоря.

При использовании трех фаз величину тока в якоре увеличивать нельзя, так как в этом случае потери в обмотках в одно- и трехфазном исполнении одинаковы. Таким образом, использование модели по мощности при использовании трех фаз возрастает на 15,5%, а вес меди увеличивается на 50%.

Если исходить из того, что число обмотанных пазов однофазной машины составляет в общем случае γ от полного числа пазов, то общее число витков (проводов) якоря будет равно

$$w_{я1}=\gamma m w_3 \quad \text{или} \quad N_{я1}=\gamma N_{я3}. \tag{3.141}$$

Ток однофазной машины при условии, что потери в якоре одно- и трехфазной машины одинаковы, определится равенством

$$I_1=\frac{I_3}{\sqrt{\gamma}}. \tag{3.142}$$

Учитывая (3.141) и (3.142), определяют значение линейной нагрузки однофазной синхронной машины в виде

$$A_1=\frac{2I_1w_1}{\pi D}=\frac{2mI_3w_3}{\pi D}\sqrt{\gamma}=A_3\sqrt{\gamma}. \tag{3.143}$$

Таким образом, *линейная нагрузка однофазной машины, отнесенная ко всему периметру якоря, снижается в отношении* $\sqrt{\gamma}$.

При этом линейная нагрузка, отнесенная к зубцовому делению, заполненному обмоткой, возрастает в $1/\sqrt{\gamma}$, т. е.

$$A_1'=\frac{I_{п1}}{\tau_п}=\frac{I_{п3}}{\tau_п\sqrt{\gamma}}=\frac{A_3}{\sqrt{\gamma}}, \tag{3.144}$$

где индекс «п» относится к пазу.

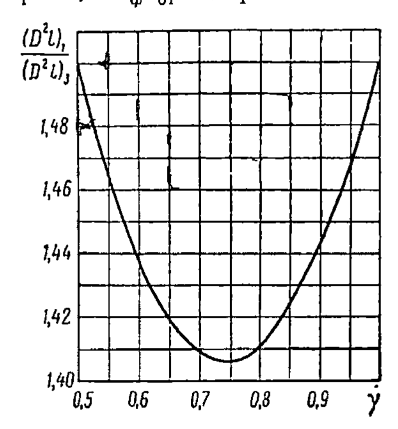
Диаметр и длину якоря однофазной машины определяют по основному расчетному уравнению

$$D=\sqrt[3]{\frac{S_э}{n\lambda\sigma_1}} \quad \text{или} \quad D^2l=\frac{S_э}{n\sigma_1}.$$

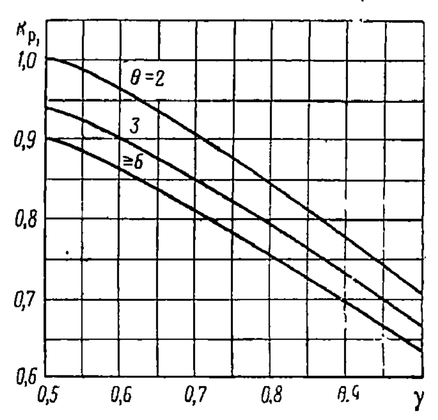
Здесь $S_э$ — электромагнитная мощность в *ва*;

$\lambda=l/D$ — отношение длины якоря к его диаметру;

$\sigma_1=1{,}65k_ф k_{01}\alpha B_\delta A_1 10^{-9}$ отличается от соответствующего значения



Фиг. 3. 62. Относительный объем якоря однофазного синхронного генератора в зависимости от степени заполнения якоря обмоткой при равенстве потерь в обмотке якоря одно- и трехфазной машины.



Фиг. 3. 63. Коэффициент распределения однофазной обмотки.

для трехфазной машины величиной коэффициента обмотки k_{01} и линейной нагрузкой.

Относительный объем якоря однофазной машины больше трехфазной при прочих равных условиях в отношении

$$\frac{(D^2l)_1}{(D^2l)_3}=\frac{\sigma_3}{\sigma_1}=\frac{k_{p3}}{k_{p1}}\frac{A_3}{A_1}=\frac{k_{p3}}{k_{p1}}\frac{1}{\sqrt{\gamma}}.$$

Так как коэффициенты распределения однофазной и трехфазной обмоток можно представить в виде

$$k_{p1}=\frac{\sin 90\gamma}{\gamma\theta\sin\frac{90}{\theta}},$$

$$k_{p3}=\frac{1}{2q\sin\frac{30}{q}}=\frac{1{,}5}{\theta\sin\frac{90}{\theta}},$$

где $\theta=mq$ — число пазов на полюс, а отношение коэффициентов распределения как

$$\frac{k_{p3}}{k_{p1}}=\frac{1{,}5\gamma}{\sin 90\gamma},$$

то можно получить, что

$$\frac{(D^2l)_1}{(D^2l)_3}=\frac{1,5\sqrt{\gamma}}{\sin 90\gamma}>1.$$

На фиг. 3.62 показана степень возрастания объема якоря однофазной машины в зависимости от γ, а на фиг. 3.63 приведены зависимости $k_{p1}=f(\gamma)$ по θ.

Из фиг. 3.62 следует, что при неизменных потерях в обмотке якоря минимальный объем якоря однофазной машины будет при $\gamma=0,75$.

Таким образом, увеличение γ сверх 0,75 ведет к увеличению веса якоря и меди.

Реакция якоря

В дальнейшем рассматривается только основная пространственная волна кривой н. с. якоря.

Однофазная обмотка якоря, обтекаемая током, образует в воздушном зазоре машины синусоидально распределенную намагничивающую силу, неподвижную в пространстве и пульсирующую во времени по закону синуса. В то же время поле н. с. возбуждения вращается в пространстве. Таким образом, проблема реакции якоря однофазной машины сводится к установлению взаимодействия между пульсирующей н..с. якоря и вращающейся н. с. полюсов.

Решение этой задачи находят в разложении пульсирующего поля якоря на два поля с половинной амплитудой, вращающихся синхронно в противоположные стороны с одинаковой скоростью.

Уравнение пульсирующей пространственной кривой н. с. обмотки якоря, образованной первой временной гармоникой тока, может быть представлено как сумма двух вращающихся полей

$$F_x=F_{я1}\sin\omega t\cos x\frac{\pi}{\tau}=\frac{F_{я1}}{2}\sin\left(\omega t-x\frac{\pi}{\tau}\right)+\frac{F_{я1}}{2}\sin\left(\omega t+x\frac{\pi}{\tau}\right). \tag{3.145}$$

При этом синхронно вращающееся поле $F_{я1}/2\sin(\omega t-x(\pi/\tau))$ образует реакцию якоря однофазной машины.

Она неподвижна по отношению к обмотке полюсов аналогично реакции якоря многофазной машины. Обратно вращающееся поле

$$\frac{F_{я1}}{2}\sin\left(\omega t+x\frac{\pi}{\tau}\right)$$

наводит в полюсной системе э. д. с. и токи двойной частоты, аналогично э. д. с. и токам во вторичной короткозамкнутой обмотке трансформатора.

Обычно для устранения (гашения) обратного поля в полюсах располагают успокоительные обмотки и учитывают только син-

хронное поле аналогично тому, как это делается в многофазных машинах. В этом случае амплитуда н. с. якоря равна

$$F_я = \frac{F_{я1}}{2} = 0{,}45 \frac{I_1 w_1}{p} k_{01}. \qquad (3.146)$$

Очевидно, сумма двух вращающихся в противоположные стороны полей дает исходное неподвижное в пространстве пульсирующее поле (изменяющееся во времени).

Обратное синхронное поле якоря однофазной машины

Обратное синхронное поле, вращаясь относительно полюсной системы с двойной скоростью, наводит в короткозамкнутых контурах полюсной системы — в обмотке возбуждения, стали полюса и успокоительных обмотках — э. д. с. и токи двойной частоты. Эти токи по закону Ленца образуют поток, направленный против обратного поля, уменьшая его величину.

Если машина явнополюсная, то поля двойной частоты обмотки возбуждения и стали полюса уменьшают обратное поле якоря только в моменты совпадения его оси с продольной осью машины, т. е. с осью полюса. При сдвиге осей обратного поля якоря и обмотки возбуждения на угол $\pi/2$ размагничивающее влияние полей обмотки возбуждения исчезает, а влияние полей стали полюса значительно снижается. Таким образом, обратное поле якоря при вращении пульсирует во времени.

При неявновыраженных полюсах влияние полей от токов в стали полюса не зависит от положения обратного поля якоря, и пульсации последнего во времени будут меньше.

Вихревые токи двойной частоты в стали и обмотке возбуждения увеличивают потери, снижают к. п. д. машины и увеличивают температуру машины, особенно поверхности полюсов. Кроме того, переменные токи, протекая в цепи возбуждения, ухудшают коммутацию возбудителя, если такой имеется.

При обрыве обмотки возбуждения вследствие большого числа витков в ней возникают перенапряжения, достигающие 20÷30-кратного значения напряжения возбуждения, что может привести к пробою изоляции обмотки возбуждения.

Форма кривой напряжения якоря

Под влиянием обратного поля якоря на постоянный ток возбуждения $I_{в.пост}$ накладывается составляющая переменного тока двойной частоты $I_{пер}$. Оба эти тока образуют результирующий ток возбуждения.

Мгновенное значение результирующего пульсирующего тока обмотки возбуждения равно (фиг. 3.64, *а*)

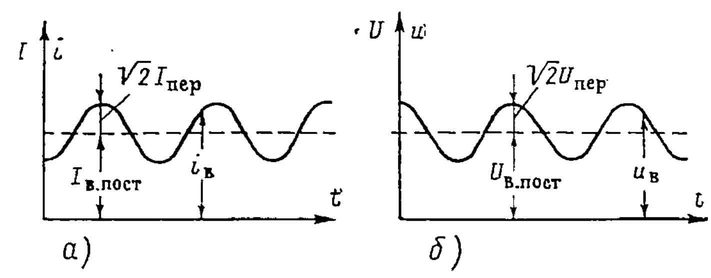
$$i_{\text{в}}=I_{\text{в.пост}}+\sqrt{2}I_{\text{пер}}\sin 2\omega t. \quad (3.147)$$

Действующее значение пульсирующего тока в обмотке возбуждения будет

$$I_{\text{в}}=\sqrt{I_{\text{в.пост}}^2+I_{\text{пер}}^2}. \quad (3.148)$$

Аналогично определится и напряжение на зажимах обмотки возбуждения (фиг. 3.64, *б*)

$$U_{\text{в}}=\sqrt{U_{\text{в.пост}}^2+U_{\text{пер}}^2}. \quad (3.149)$$



Фиг. 3.64. Токи и напряжения в обмотке возбуждения при наличии обратного синхронного поля.

а—кривая тока, *б*—кривая напряжения.

Потери в обмотке возбуждения определяются при этом уравнением

$$I_{\text{в}}^2R_{\text{в}}=(I_{\text{в.пост}}^2+I_{\text{пер}}^2)\,R_{\text{в}}. \quad (3.150)$$

Они больше потерь, вызываемых постоянным током, в

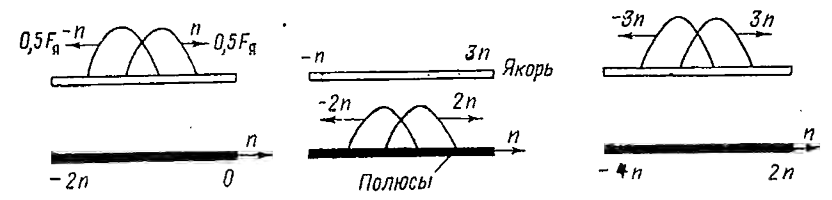
$$\left(\frac{I_{\text{в}}}{I_{\text{в.пост}}}\right)^2=1+\left(\frac{I_{\text{пер}}}{I_{\text{в.пост}}}\right)^2 \text{ раз.}$$

Холостой ход. При холостом ходе в обмотке возбуждения протекает постоянный ток $I_{\text{в.пост}}$ и в обмотке якоря наводится синусоидальная э. д. с. Ток удвоенной частоты в обмотке возбуждения отсутствует.

Нагрузка. В многофазной системе мощность, развиваемая генератором, имеет постоянную величину, в то время как в однофазной машине мощность пульсирует с двойной частотой сети подобно току, протекающему в машине.

В однофазной машине якорный ток реагирует на вращающееся поле индуктора только переменным полем; в результате в полюсной системе возникают высшие гармоники, причем если в якоре возникают нечетные гармоники, то в цепи возбуждения возникают четные гармоники.

В самом деле, обратное поле якоря образует в полюсной системе однофазное переменное поле двойной частоты, неподвижное по

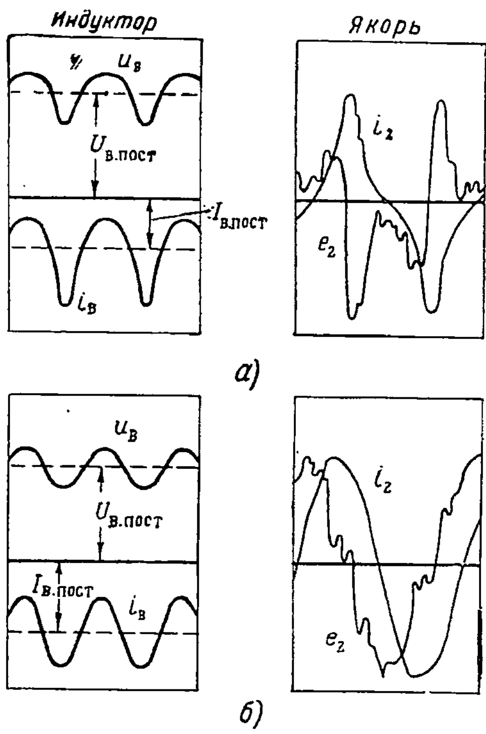


Фиг. 3. 65. Схема наведения четных гармоник в цепи возбуждения и нечетных гармоник в цепи якоря.

отношению к полюсной системе. Однофазное поле полюсной системы можно разложить на два вращающихся поля с половинной амплитудой, одно из которых вращается в направлении вращения полюсов, а другое в обратном направлении. Оба поля имеют удвоенную синхронную скорость относительно полюсов, т. е. поле ротора по отношению к якорю имеет относительную скорость, равную $2n+n=3n$.

На фиг. 3. 65 приведена схема наведения высших гармоник в цепях статора и ротора. Э. д. с. и токи якоря тройной частоты наводят в полюсной системе четвертые гармоники э. д. с. и тока, а последние в свою очередь наводят пятые гармоники э. д. с. и тока в якоре и т. д.

В итоге кривая э. д. с. якоря вследствие наложения высших гармоник сильно отклоняется от синусоидальной формы. Искажение формы кривой э. д. с. и тока тем значительнее, чем больше относительная величина якорного тока. При коротком замыкании искажение кривой тока наибольшее. Учитывая изложенное, обычно в однофазных машинах применяют специальные короткозамкнутые обмотки малого сопротивления, располагае-



Фиг. 3. 66. Кривые тока и напряжения в цепи возбуждения и якоря при двухполюсном коротком замыкании неявнополюсной однофазной синхронной машины с ротором из листовой стали.

а—успокоительная обмотка отсутствует, *б*—ротор имеет поперечную успокоительную обмотку.

мые в продольной оси полюсов. Эти обмотки, называемые успокоительными, предназначены для гашения обратных полей якоря. Они освобождают обмотку возбуждения от токов двойной частоты.

На фиг. 3. 66 приведены кривые напряжения и тока однофазной машины с успокоительной обмоткой и без успокоительной обмотки.

Итак, *обратно вращающееся поле якоря приводит к увеличению потерь, которые снижают к. п. д.* (на несколько процентов); *к искажению формы кривой напряжения; к перенапряжениям в обмотке возбуждения (при ее разрыве).*

Векторная диаграмма напряжения

При наличии успокоителей векторная диаграмма однофазной машины подобна диаграмме многофазной машины. Реакция якоря учитывается обычным путем в зависимости от типа полюсов, явно- или неявновыраженных. Надо иметь в виду, что активное и индуктивное сопротивления однофазной обмотки больше, чем соответствующие им сопротивления в многофазной машине. Это увеличение вызывается влиянием остатков обратного синхронного поля двойной частоты.

При построении векторной диаграммы однофазной машины необходимо учитывать индуктивное сопротивление обратного следования фаз x_2, которое включают в индуктивность рассеяния. Таким образом, внутренняя э. д. с. машины определяется уравнением

$$E=\sqrt{(U\cos\varphi+RI)^2+(U\sin\varphi+x_s+x_2)^2}. \qquad (3.151)$$

Следовательно, однофазная машина должна иметь несколько бо́льший магнитный поток, чем аналогичная трехфазная машина.

Успокоительные обмотки

Существуют две основные конструкции успокоительных короткозамкнутых обмоток, выполняемых обычно по типу «беличьих клеток» Доливо-Добровольского (фиг. 3. 67).

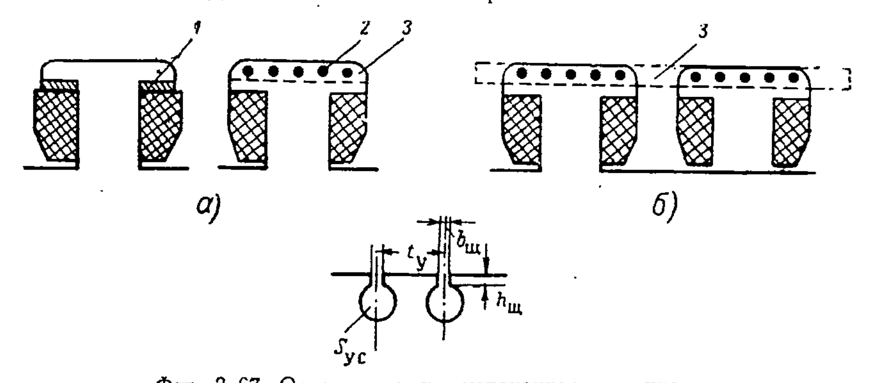
Неполные короткозамкнутые клетки (фиг. 3. 67, *а*) располагаются только на продольной оси машины на полюсах и не связаны между собой электрически. Разновидностью неполной успокоительной обмотки является расположение короткозамкнутого витка под полюсным наконечником. Эти клетки гасят только продольную составляющую обратного поля.

Полные короткозамкнутые клетки (фиг. 3. 67, *б*) располагаются на полюсах и соединены между собой замыкающими кольцами. Эти клетки более совершенны, так как гасят и продольную и поперечную составляющие обратного поля.

Возможно применение комбинированных успокоительных обмоток, состоящих из разомкнутой или замкнутой клетки и витка под полюсным наконечником.

В однофазных машинах необходимо применять полные успокоительные обмотки.

В случае применения успокоительных обмоток полюсные наконечники должны выполняться шихтованными, чтобы вихревые успокоительные токи протекали только в успокоительной обмотке и не вызывали дополнительных потерь в полюсном наконечнике.



Фиг. 3.67. Основные типы успокоительных клеток.

а—неполные, *б*—полные.
1—короткозамкнутый виток, *2*—стержни клетки, *3*—соединительные дуги.

Активное сопротивление успокоительной обмотки должно быть минимально возможным для того, чтобы уменьшить потери в них от постоянно текущих токов двойной частоты.

Кроме того, активное сопротивление должно быть значительно меньше индуктивного сопротивления клетки, чтобы токи отставали от наведенных э. д. с. на угол $\pi/2$ и, следовательно, образованный ими поток был бы в противофазе с обратным потоком якоря.

Полное сопротивление клетки $z_у$ должно быть мало, чтобы токи в ней были достаточными для компенсации обратного поля якоря и для разгрузки обмотки возбуждения от токов двойной частоты, что возможно, если $R_в \ll z_в$.

Отсюда вытекает требование минимально возможного активного сопротивления и ограничение полного сопротивления успокоительной обмотки, т. е. ограничение рассеяния.

Можно привести некоторые рекомендации по расчету успокоительных обмоток.

1. Зубцовый шаг успокоительной обмотки $t_у$ должен быть принят с целью уменьшения потерь примерно равным зубцовому шагу обмотки якоря t_1, т. е.

$$t_у \approx t_1 = \frac{\pi D}{z},$$

где z — число пазов якоря.

Следовательно, полное число стержней успокоительной обмотки должно быть равно числу пазов якоря, приходящихся на полную полюсную дугу машины, т. е. $N_у = \alpha z$ (α — коэффициент полюсного перекрытия).

В синхронных двигателях, где успокоительная клетка предназначается для асинхронного запуска, зубцовый шаг $t_у$ должен отличаться от t_1 на $10 \div 15\%$ во избежание явления «прилипания».

2. Размеры паза успокоительной обмотки выбираются по сечению стержня, который обычно выполняется неизолированным из круглой меди. Пазы, а следовательно, и обмотку необходимо располагать возможно ближе к воздушному зазору — к поверхности полюсного наконечника.

В авиационных генераторах число пазов (стержней) на полюс обычно колеблется от 3 до 7. Предпочтение отдают нечетному числу пазов на полюс. Для снижения реактивности клетки высота мостика щели паза $h_щ$ должна быть минимальной ($0{,}2 \div 0{,}3$ *мм*), а ширина щели — максимальной в соответствии с размером стержня. Ширину щели паза успокоительной обмотки ограничивает увеличение коэффициента воздушного зазора k_δ и повышение пульсационных потерь на поверхности полюса и в зубцах якоря. Наличие скоса полюсных наконечников на одно зубцовое деление резко снижает зубцовые гармоники. Крайние стержни клетки рекомендуется располагать возможно ближе к краям полюсного наконечника.

3. Ток в успокоительной обмотке в зависимости от типа успокоительной обмотки и параметров машины определяется уравнениями:

а) Полная короткозамкнутая обмотка. Токи в стержне и в замыкающем кольце соответственно равны

$$I_{у.с} \approx 0{,}83 \frac{At_у}{\alpha} [a] \quad и \quad I_{у.к} \approx 0{,}26A\tau [a]. \qquad (3.152)$$

б) Неполная короткозамкнутая обмотка. В этом случае токи распределяются неравномерно, имея наименьшее значение на оси полюсов и наибольшее — по краям полюсного наконечника. Токи в крайних и средних стержнях соответственно будут

$$\left.\begin{aligned} I_{у.кр} &= 1{,}26 \frac{At_у}{\alpha} [a] \\ и \quad I_{у.ср} &= 0{,}46 I_{у.кр} \quad [a]. \end{aligned}\right\} \qquad (3.153)$$

Ток в короткозамкнутом витке может быть приближенно определен по уравнению

$$I \approx 0{,}2\tau A [a]. \qquad (3.154)$$

В случае применения комбинированных успокоительных обмоток (клетка на полюсе плюс виток под полюсным наконечником или полная клетка плюс виток под полюсным наконечником) величина тока в стержнях (соединительных кольцах) снижается в зависимости от соотношения размеров клетки и витка, ввиду того, что виток под полюсным наконечником менее эффективен, чем клетка на полюсном наконечнике.

4. Плотность тока в успокоительной обмотке однофазных машин выбирается с учетом режима работы, системы охлаждения и потери энергии в ней, так как при работе по обмотке непрерывно протекает ток.

В авиационных однофазных генераторах вследствие ограничения места обычно допускают повышенное значение плотности тока, а именно для генераторов с самоохлаждением —

$$j_у = (15 \div 20)\ а/мм,$$

для генераторов с продувом —

$$j_у = (20 \div 25)\ а/мм.$$

Наконец, в машинах общего применения

$$j_у = (5 \div 10)\ а/мм.$$

5. Сечение стержней и соединительных дуг можно определить, разделив соответствующий ток на допустимую плотность тока.

Обычно полное сечение стержней успокоительной обмотки составляет (20÷30)% от полного сечения обмотки якоря, а сечение соединительных дуг — около 45% сечения стержней, приходящихся на один полюс, т. е.

$$\sum S_{у.с} = N_у S_{у.с} = (0{,}2 \div 0{,}3) \sum S_я = (0{,}2 \div 0{,}3)\, 2wS_{м.я}$$

или

$$S_{у.с} = \frac{0{,}4 \div 0{,}6}{N_у} wS_{м.я}. \qquad (3.155)$$

Сечение стержней, приходящихся на один полюс, при этом равно

$$\frac{\sum S_{у.с}}{2p} = (0{,}2 \div 0{,}3) \frac{A\tau}{j_с},$$

а сечение соединительной дуги

$$S_{у.д} = (0{,}4 \div 0{,}5) \frac{N_у}{2p} S_{у.с} = (0{,}4 \div 0{,}5) \frac{\sum S_{у.с}}{2p}. \qquad (3.156)$$

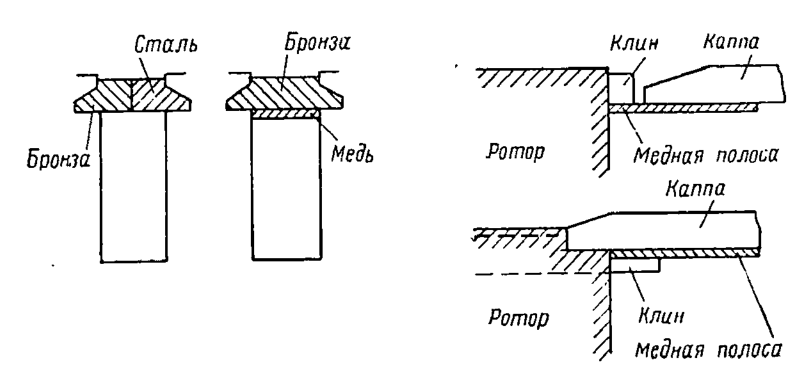
6. Степень заглушения обратного поля может быть приближенно определена уравнением

$$k_{\text{загл}} = \frac{10t_{у}\delta\lambda_{п}}{\tau^2 + t_{у}\delta\lambda_{п}}, \qquad (3.157)$$

где $\lambda_{п} = 0{,}66 + (h_{щ}/b_{щ})$ (при круглых пазах фиг. 3.67).

Из (3.157) следует, что обратное поле гасится тем сильнее, чем меньше воздушный зазор δ, шаг зубцов $t_у$ и проводимость рассеяния паза $\lambda_п$.

В машинах с неявновыраженными полюсами успокоительная обмотка образуется системой клиньев и боковыми бандажными цилиндрами (каппами), замыкающими клинья.



Фиг. 3.68. Успокоительные клетки неявнополюсных машин.

Иногда под клиньями располагают медные полосы, а под бандажными цилиндрами медный замыкающий цилиндр; таким образом на роторе под клиньями и каппами образуется короткозамкнутая медная клетка. Для образования успокоительной клетки можно использовать специально выполненные пазы в центральных зубцах (полюсах) ротора, куда закладываются медные стержни, которые замыкаются между собой на торцах ротора, как это видно из фиг. 3.68.

Влияние успокоителей однофазного неявнополюсного генератора характеризуется опытными данными табл. 3.3.

Анализ приведенных данных показывает, что в результате применения успокоителей при сплошном роторе (из поковки) снижаются дополнительные потери в 4,75÷6 раза и температуры полюсных наконечников в 3 раза. Замена сплошного ротора шихтованным приводит к дальнейшему снижению дополнительных потерь и температуры полюсного наконечника. Применение листовой стали вместо поковки при отсутствии успокоителей повышает дополнительные потери и нагрев наконечников.

Таблица 3.3

Влияние успокоителей на добавочные потери и температуру наконечников

Мощность *ква*	Полюсный наконечник	Без успокоителей		С успокоителями	
		добавочные потери %	температура наконечника °C	добавочные потери	температура наконечника °C
750	Сплошной	3,75	95	0,8	34
1000	"	3,00	122	0,5	37
1000	Шихтованный	3,80	150	0,3	18

Таким образом, *при наличии успокоительной обмотки ротор желательно выполнять шихтованным, а при отсутствии ее — сплошным.*

В заключение следует отметить, что большинство авиационных преобразователей постоянного тока в переменный выполняются в однофазном исполнении. Серии авиационных преобразователей имеют однофазные синхронные генераторы: классические с электромагнитным возбуждением, индукторные, магнитоэлектрические. Последние приводятся во вращение двигателями постоянного тока, которые выполнены в одном корпусе с генераторами.

Глава IV

МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ГЕНЕРАТОРАХ

Магнитоэлектрическими называют машины, возбуждаемые постоянными магнитами. В последние годы расширилась область применения постоянных магнитов, чему способствовали значительные успехи советской школы малой металлургии (работы А. С. Займовского, В. Г. Лифшица, В. С. Мескина, Б. Е. Сомина, А. Н. Денисова и др.), создавшей высококоэрцитивные сплавы для постоянных магнитов.

За последние 30 лет постоянные магниты значительно улучшены по своим свойствам. Их удельная магнитная энергия увеличена по сравнению с образцами, произведенными в 1920 г., в 20 раз. Значительно повышена стабильность магнитов в отношении влияния срока службы, изменения температуры, ударных и вибрационных нагрузок, а также влияния посторонних магнитных полей.

Постоянные магниты получают все возрастающее применение в различных отраслях науки и техники: как источники н. с. (в электрических машинах, приборах и аппаратах), как указатели направления, а также для образования силы притяжения (подъемные магниты, сепараторы и т. д.). Имеются примеры выполнения магнитоэлектрических синхронных генераторов повышенной частоты мощностью порядка 100 *ква*. Магнитоэлектрическими генераторами часто комплектуются авиационные преобразователи постоянно-переменного тока.

В некотором диапазоне мощностей магнитоэлектрические генераторы имеют меньшие вес и габариты, чем машины с электромагнитным возбуждением, что является следствием устранения возбудителя. Это обстоятельство исключает проблему коммутации, особо важную в условиях высотных и скоростных полетов, в связи с чем магнитоэлектрические генераторы приобретают значительную роль в авиации.

Преимущества магнитоэлектрических машин возрастают с увеличением частоты, причем области применения повышенной частоты непрерывно расширяются. Частота 200 *гц* применяется в общем

электромашиностроении для быстроходного электропривода (электроинструмент), 400÷1600 *гц* — в авиации и флоте, более 1600 *гц* — в шарикоподшипниковой промышленности, где имеются индукционные двигатели на 120 000 об/мин и более, а также в электрометаллургии.

Конструктивные формы генераторов с постоянными магнитами крайне разнообразны в зависимости от назначения, мощности, характера работы магнитной системы и сорта применяемого материала.

Несмотря на то, что постоянные магниты известны более 2000 лет, теория ферромагнетизма вследствие своей сложности изучена менее других областей науки. Поэтому хотя электрические машины с постоянными магнитами изготовляются уже с 1856 г., их расчет менее совершенен, чем расчет машин с электромагнитным возбуждением. Точность расчета машин с электромагнитным возбуждением находится в пределах 1÷2%, тогда как точность расчета машин с постоянными магнитами — около 10%.

Вследствие многообразия конструктивных форм магнитных систем и наличия сложной зависимости параметров постоянных магнитов от их форм, размеров и сорта магнитного материала до настоящего времени не существует единого метода расчета магнитных систем с постоянными магнитами, аналогичного методу расчета машин с электромагнитным возбуждением.

Существующие методы расчета являются либо поверочными (т. е. оптимальная магнитная система определяется методом последовательного приближения, а первоначальные размеры выбираются в большой мере произвольно), либо базируются на полученных из опыта расчетных коэффициентов, имеющих ограниченное применение.

Наиболее полно теория электрических машин с постоянными магнитами дана советской школой электромашиностроителей ВЭИ им. Ленина в лице А. И. Кантера, А. Н. Ларионова и Т. Г. Сорокера, а также в работах Е. Н. Разумовского, А. М. Сенкевича, Г. Н. Сенилова и др.

Первыми, кто использовал постоянные магниты в СССР, являются акад. К. И. Шенфер, применивший постоянные магниты для пирометров, и акад. В. С. Кулебакин, применивший их в магнето.

Преимущества магнитоэлектрических машин

а) высокая надежность в работе, простота конструкции и обслуживания благодаря отсутствию скользящих контактов и щеток, вращающейся обмотки и возбудителя, независимость от источников постоянного тока;

б) высокий коэффициент полезного действия и меньший нагрев машины благодаря отсутствию потерь на возбуждение и в скользя-

щем контакте; например, синхронный генератор общего применения мощностью 15 *квт* при 220 *в* имеет к. п. д. η=82,5%, в то время как такой же магнитоэлектрический генератор — 91%;

в) независимость величины магнитного потока в воздушном зазоре от скорости вращения и температуры машины (до 100°);

г) отсутствие искровых контактов, вызывающих радиопомехи;

д) снижение стоимости, веса и габаритов (отсутствие скользящих контактов, обмотки возбуждения и возбудителя) у машин малой мощности и высокочастотных.

Недостатки магнитоэлектрических машин

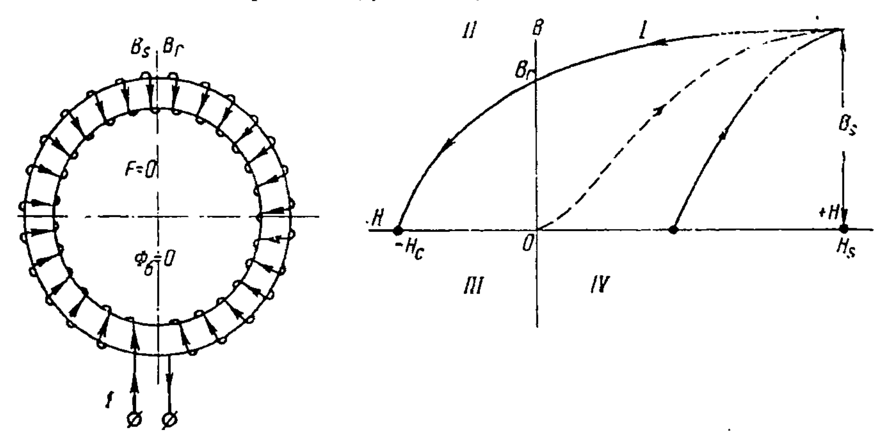
а) отсутствие прямого способа регулирования напряжения;

б) повышение стоимости, веса и габаритов машин средней мощности;

в) относительно низкий предел наибольшей мощности машины (магнитоэлектрические генераторы строятся мощностью до 100 *ква*).

Принцип действия магнита

Если намагничивать замкнутую магнитную систему — кольцо постоянного сечения, то процесс намагничивания считается законченным тогда, когда наступит насыщение, чему соответствует индукция B_s в магнитопроводе (фиг. 4. 1).



Фиг. 4. 1. Намагничивание замкнутого кольца до насыщения.

Если постепенно снижать ток в намагничивающей обмотке, т. е. уменьшать напряженность поля (н. с.) до нуля, то индукция в магнитопроводе снизится до остаточной индукции B_r, которая является важнейшим параметром магнита. Полученный таким образом магнит является нейтральным, так как он не развивает н. с. и не может служить источником магнитной энергии. Магнит в короткозамкну-

том состоянии не отдает энергии во внешнее пространство, хотя и обладает остаточной индукцией B_r и остаточным потоком $\Phi_r = SB_r$ (аналогично короткозамкнутой электрической цепи генератора, в которой ток якоря протекает, однако мощность, отдаваемая генератором во внешнюю цепь, равна нулю).

В короткозамкнутом кольце из магнитного материала поток замыкается только внутри кольца. Вне магнита магнитного поля нет, т. е. поток рассеяния Φ_σ отсутствует, и магнитное состояние кольца определяется точками B_r и $H=0$ на диаграмме магнита (сказанное верно для идеальной короткозамкнутой магнитной цепи, практически же индукция близка к значению B_r, а напряженность поля близка к нулю).

Н. с. замкнутого магнита и магнитный поток его определяются известными соотношениями:

$$\left.\begin{aligned} \Phi &= S_м B = \frac{F_c}{R_м} = F_c \Lambda_м \\ &\text{и} \\ F_c &= \Phi R_м = \frac{\Phi}{\Lambda_м}, \end{aligned}\right\} \quad (4.1)$$

где $F_c = 0{,}8 h_м H_c$ — н. с. магнита, аналогичная э. д. с. электрического элемента;

$R_м$ и $\Lambda_м$ — соответственно внутреннее магнитное сопротивление и внутренняя магнитная проводимость магнита;

H_c — коэрцитивная сила (удельная н. с.);

$h_м$ — длина магнита по пути намагничивания.

Уравнения магнитной цепи (4. 1) аналогичны соответствующим уравнениям электрической цепи, где поток Φ соответствует току I, а н. с. F_c соответствует э. д. с. E. Однако эта аналогия неполная, так как в электрической цепи при неизменной температуре ток прямо пропорционален э. д. с., действующей в цепи, в то время как магнитный поток не пропорционален н. с. вследствие явления насыщения ($\mu \neq \text{const}$) и рассеяния.

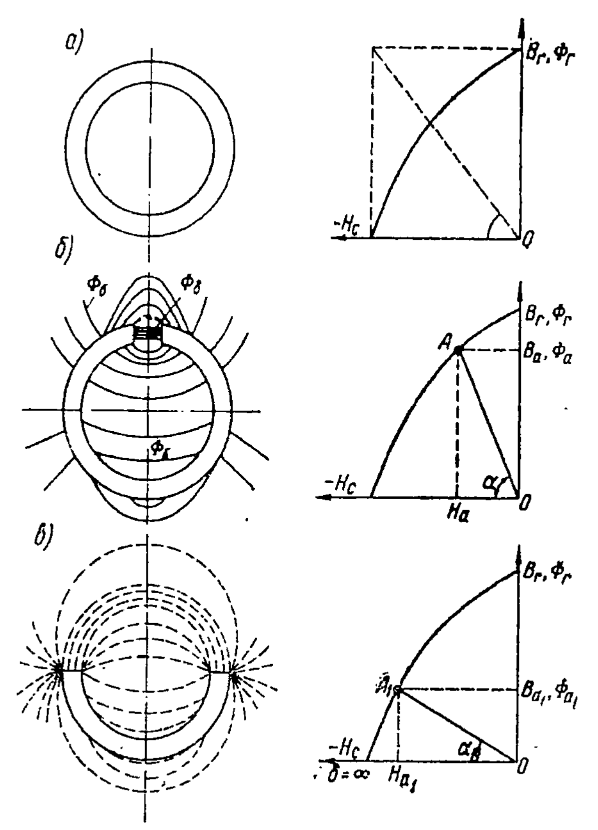
Если разрезать кольцо (фиг. 4. 2) и образовать воздушный зазор δ, как это показано на фиг. 4. 2, *б*, то на поверхности магнита, главным образом вблизи поверхности зазора возникнет полярность.

При этом наряду с основным потоком в воздухе Φ_δ возникнет и поток рассеяния Φ_σ, который при малом воздушном зазоре будет сосредоточен главным образом около него.

В этом случае магнит будет иметь саморазмагничивающее поле, пропорциональное полю в воздушном зазоре. Так как поле в воздушном зазоре имеет обратный знак относительно поля в магните, то индукция в магните уменьшится, и рабочая точка переместится

вниз по кривой размагничивания. Точка A, характеризующая состояние магнита при $\delta>0$, лежит на кривой размагничивания, т. е. на внешней гистерезисной кривой, во втором квадранте, и характеризуется величинами $\Phi_a<\Phi_r$, $B_a<B_r$ и $H_a>0$.

Если еще больше увеличить воздушный зазор (фиг. 4.2, *в*), то поле рассеяния возрастет, а полезный поток в воздушном зазоре снизится; рабочая точка, характеризующая магнитное состояние кольца в нейтрали, переместится еще ниже по кривой размагничивания.



Фиг. 4.2. Потоки и кривая размагничивания кольцевого магнита с различными воздушными зазорами.

а—магнит замкнут; $\delta=0$ и $\Phi_\sigma=0$; *б*—магнит разомкнут: δ—мало; Φ_σ—мало; *в*—δ—велико; Φ_σ—велико:

Теперь поток магнита пройдет через больший воздушный зазор, т. е. сопротивление магнитопровода возрастет и, следовательно, магнитный поток и индукция в магните снизятся до величины $\Phi_{a1}<\Phi_a$ и $B_{a1}<B_a$ (точка A_1 на фиг. 4.2, *в*).

Величина индукции в разомкнутом магните B определяется размерами магнита и воздушного зазора (проводимостью или

сопротивлением). Если предположить, что поток рассеяния Φ_σ постоянен и проходит по всему сердечнику магнита, то $\Phi = \Phi_\delta + \Phi_\sigma$ и

$$F_c = F_{\text{м}} + F = R_{\text{м}}(\Phi_\delta + \Phi_\sigma) + R_\delta\Phi_\delta = \frac{\Phi}{\Lambda_{\text{м}}} + \frac{\Phi_\delta}{\Lambda_\delta}, \qquad (4.2)$$

где

$$\left.\begin{aligned} F_{\text{м}} &= 0{,}8h_{\text{м}}H_{\text{м}} = R_{\text{м}}\Phi = \frac{\Phi}{\Lambda_{\text{м}}}, \\ F &= 0{,}8h_{\text{м}}H = R_\delta\Phi_\delta = \frac{\Phi_\delta}{\Lambda_\delta}. \end{aligned}\right\} \qquad (4.3)$$

Вся намагничивающая сила, развиваемая магнитом, состоит из двух частей: $F_{\text{м}}$, соответствующей падению магнитного потенциала в магните $R_{\text{м}}\Phi$ (т. е. н. с., расходуемой во внутреннем сопротивлении магнита $R_{\text{м}}$) и F, соответствующей падению магнитного потенциала в сопротивлении воздушного зазора $R_\delta\Phi_\delta$ (т. е. н. с., расходуемой во внешнем сопротивлении магнита R_δ).

В данном случае магнит уже не является нейтральным, он развивает во внешней цепи свободную н. с. F для поддержания магнитного потока в воздушном зазоре Φ_δ.

Свободная н. с. F, умноженная на магнитный поток Φ_δ во внешней цепи, дает внешнюю магнитную энергию A магнита, которую можно использовать, при этом

$$A = \frac{BH}{8\pi} \text{ эрг/см}^3.$$

Таким образом, *постоянный магнит становится источником намагничивающей силы и магнитной энергии для части магнитной цепи, лежащей вне магнита.*

Если увеличить воздушный зазор, то индукция в магните падает, а н. с., развиваемая магнитом во внешнем пространстве (в воздушном зазоре), возрастает.

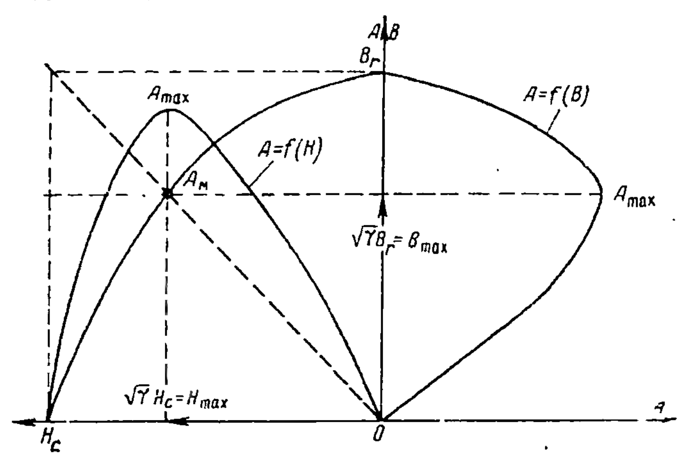
Положение точки A на кривой размагничивания и, следовательно, величины B и H зависят от проводимости воздушного зазора, чем меньше величина зазора и больше его проводимость, тем больше B и меньше H (точка A идет к B_r), и наоборот, при снижении проводимости воздушного зазора возрастает H и падает B (точка A идет к H_c).

Внешняя энергия магнита при этом изменяется, достигая максимума при определенном значении индукции B_{max} в магните.

На фиг. 4.3 построены зависимости $A = f(B)$ и $A = f(H)$. В точке $A_{\text{м}}$ магнит (без учета рассеяния) развивает максимальную удельную энергию

$$A_{max} = \frac{(BH)_{max}}{8\pi} \text{ эрг/см}^3.$$

Линия магнитного возврата. Если магнитная система, состоящая из магнита и внешнего сопротивления — воздушного зазора, работает в точке A на кривой размагничивания магнита (фиг. 4. 5, a), то, приложив внешнюю н. с., можно увеличить индукцию в магните. Однако при этом, как известно, процесс намагничивания будет происходить не по внешней кривой AB_r, а по вторичной гистерезисной кривой AL, всегда лежащей ниже AB_r, которая называется линией магнитного возврата. Изменяя интервал $H(I)$, можно получить семейство вторичных петель — *кривых возврата* (фиг. 4. 4).

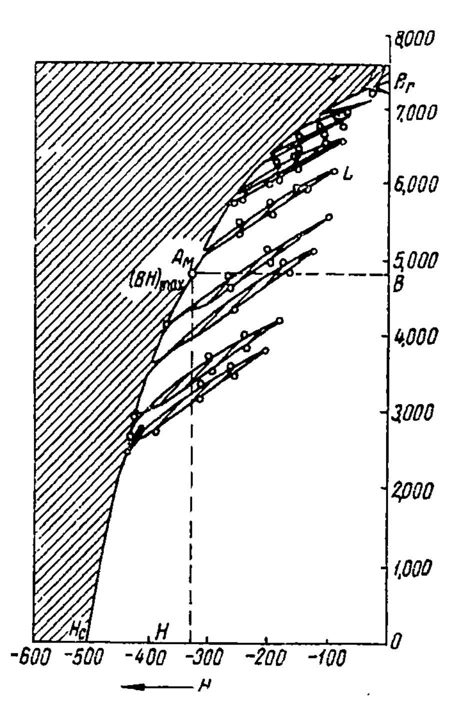


Фиг. 4. 3. Кривые энергии магнита без учета рассеяния $A=f(B)$ и $A=f(H)$.

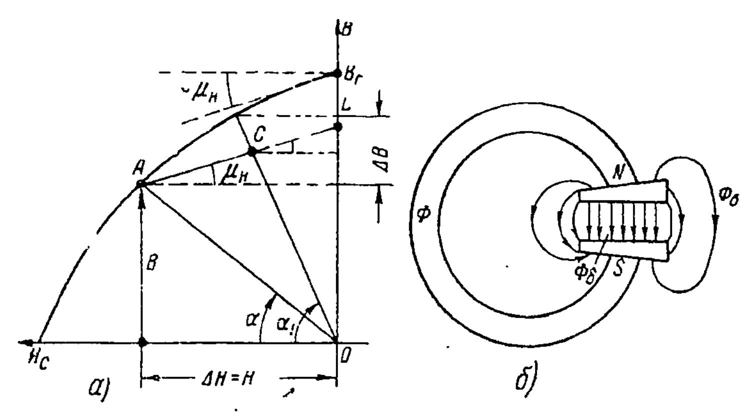
Кривые возврата имеют вид узкой наклонной заостренной полоски. Они могут быть заменены с достаточной для практики точностью одной средней прямой линией магнитного возврата.

Если многократно изменять напряженность поля, не выходя за пределы интервала ΔH, то состояние магнита будет устойчиво определяться линией возврата AL. Таким образом, свойства магнита обратимы и, следовательно, магнит стабилизирован. Такой же результат можно получить, если изменить сопротивление внешней цепи.

Если намагнитить в аппарате тело в замкнутом состоянии до индукции насыщения и затем выключить намагничивающий ток, то установившуюся после этого в теле магнита индукцию B_r можно считать остаточной, если пренебречь сопротивлением замыкающей цепи. Если затем удалить магнит из намагничивающего аппарата, то вследствие размагничивающего влияния концов индукция в магните упадет до B (точка A, фиг. 4. 5). Если теперь снова поместить его в аппарат, то индукция начнет возрастать (так как внешнее сопротивление сведено к нулю), но при этом точка A будет перемещаться не к B_r, а к L, т. е. по линии возврата.



Фиг. 4.4. Кривая размагничивания сплава альнико и вторичные гистерезисные петли.



Фиг. 4.5. Работа магнита на линии возврата.

а—диаграмма магнита; *OA*—сопротивление внешней цепи без арматуры (R_δ); *OC*—сопротивление внешней цепи с арматурой (R_δ); *б*—кольцевой магнит с арматурой.

Аналогичная картина получается при рассмотрении фиг. 4.5, *б*, где изображен постоянный магнит с полюсными наконечниками (арматурой).

Магнит без арматуры работает в точке *A*, а с арматурой — в точке *C* на линии возврата. При этом $\operatorname{tg}\alpha$ характеризует проводимость внешней цепи воздушного зазора без арматуры, а $\operatorname{tg}\alpha_1$ — проводимость внешней цепи с учетом арматуры. Очевидно,

$$\operatorname{tg}\alpha_1 > \operatorname{tg}\alpha \quad \text{и} \quad R_\delta > R_{\delta 1}.$$

Для учета явления магнитного возврата введен *коэффициент возврата*, равный тангенсу угла наклона линии возврата:

$$\operatorname{tg}\mu_H = \frac{\Delta B}{\Delta H} = \frac{\Delta B}{H} = \mu'_в = \Lambda_м, \qquad (4.4)$$

или *относительный коэффициент возврата*, под которым понимают

$$\operatorname{tg}\mu = \mu'_в \frac{H_c}{B_r} = \frac{\mu'_в}{\mu_r} = \mu_в = \overset{*}{\Lambda}_м, \qquad (4.5)$$

$$\mu_r = B_r/H_c,$$

где $\mu'_в$ *называют проницаемостью возврата, а* $\mu_в$ — *относительной проницаемостью возврата.*

Таким образом, *работа магнита при изменении намагничивающего поля или магнитного сопротивления происходит не по кривой размагничивания, а по прямым магнитного возврата.*

Положение каждой кривой возврата определяется положением начальной точки *A* на внешней гистерезисной кривой (так называемой точки отхода), интервалом стабилизации ΔH и проницаемостью возврата $\mu'_в$.

Коэффициент возврата (проницаемость возврата) изменяется в зависимости от величины индукции, уменьшаясь с увеличением индукции; кривые возврата при этом становятся более пологими по отношению к оси *H* и площадь, ограниченная ими, уменьшается. Следовательно, $\mu'_в = f(B)$, т. е. является переменной величиной. Однако это изменение незначительно (особенно в рабочей области магнита); поэтому линии возврата рассматривают как практически параллельные между собой, а $\mu'_в$ считают постоянным и равным значению, полученному для точки, соответствующей максимуму энергии магнита (в этом случае $\mu'_в$ является константой магнитного материала).

В первом приближении можно принять, что наклон прямой, проведенной через середину вторичной гистерезисной петли (наклон линии возврата), равен наклону касательной к основной кривой размагничивания в начальной точке B_r (см. фиг. 4.5).

Проницаемость возврата составляет:
для железоникельалюминиевых сплавов:

$$\mu'_{\text{в}} = \operatorname{tg} \mu_H = 4 \div 6;$$

для сталей:

углеродистой $\mu'_{\text{в}} = 130 \div 60$;

хромистой $\mu'_{\text{в}} = 40 \div 25$;

вольфрамовой $\mu'_{\text{в}} = 44 \div 24$;

для сплавов:

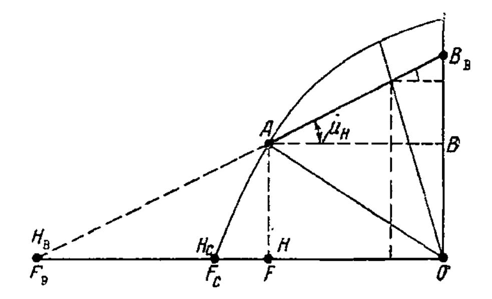
альни (АН) $\mu'_{\text{в}} \approx 3{,}5 \div 4{,}0$;

альниси (АНК) $\mu'_{\text{в}} \approx 1{,}2 \div 1{,}4$;

альнико (АНКО) $\mu'_{\text{в}} \approx 3{,}5$ (см. § 4. 2).

Новые магнитные материалы (сплавы) имеют меньшие значения проницаемости возврата, т. е. у них кривые возврата более пологи.

В заключение отметим, что магнит, работающий на линии возврата, устойчив к влиянию внешних размагничивающих полей, если напряженность внешнего размагничивающего поля не превосходит напряженности точки отхода линии возврата — точки A.



Фиг. 4. 6. Диаграмма магнита при работе на линии возврата без учета рассеяния.

Условимся называть точку $B_{\text{в}}$ пересечения линии возврата с осью B *остаточной индукцией возврата*, а точку $H_{\text{в}}$ пересечения линии возврата с осью H — *кажущейся напряженностью поля возврата* (фиг. 4. 6).

Понятие кажущейся напряженности поля относится только к обратимым магнитам, работающим на линии возврата (стабилизированным). Точка $B_{\text{в}}$ реально существует как конец интервала стабилизации, а точка $H_{\text{в}}$ — фиктивная. Очевидно, $\operatorname{tg} \mu_H = B_{\text{в}}/H_{\text{в}} = \mu_{\text{в}}'$. Кривую возврата можно представить уравнением

$$B = B_{\text{в}} - \mu_{\text{в}}' H. \tag{4. 6}$$

4.2. МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

Все магнитные материалы могут быть подразделены на два класса: *мягкие* магнитные материалы, имеющие высокую магнит-

ную проницаемость, малую коэрцитивную силу и незначительные потери на перемагничивание; *жесткие* магнитные материалы, имеющие малую магнитную проницаемость, большую коэрцитивную силу и значительные потери на перемагничивание.

В данной главе рассматриваются только жесткие магнитные материалы.

Жесткие магнитные материалы

К магнитно-жестким материалам относятся ферромагнитные сплавы, обладающие высокими значениями остаточной индукции B_r и коэрцитивной силой H_c. Они используются в качестве постоянных магнитов — источников постоянного магнитного поля.

Жесткие магнитные материалы можно разделить на пять основных групп:

1) углеродистые легированные стали;

2) магнитные сплавы на основе тройной системы;

3) магнитные сплавы, подвергающиеся холодной или горячей механической обработке давлением;

4) прессованные магниты из порошков, металло-керамические и спеченные сплавы;

5) магнитные сплавы с добавлением благородных металлов.

Углеродистые легированные стали. До 1932 г. для постоянных магнитов применялись углеродистые легированные стали, закаливаемые на мартенсит.

Эти стали в зависимости от химического состава делятся на простые углеродистые, вольфрамовые, хромистые, кобальтовые.

Обладая высоким значением остаточной индукции, они имеют малое значение коэрцитивной силы и, следовательно, развивают небольшую магнитную энергию.

Существенным недостатком простой углеродистой стали является значительное снижение магнитных свойств со временем и под влиянием изменения температур, внешних магнитных полей и ударов.

Легированные углеродистые стали, имеющие в качестве легирующих добавок вольфрам, хром, молибден, кобальт, обладают более высокими и более устойчивыми магнитными свойствами.

Самой лучшей легированной сталью является *кобальтовая* сталь, содержащая до 40% кобальта ($H_c \fallingdotseq 250$ *эрст*, $B_r = 11\,500$ *гс*).

Существенным недостатком кобальтовой стали является дефицитность и большая стоимость кобальта.

Сплавы тройной системы. В 1931 г. на основе тройной системы железо—никель—алюминий был открыт магнитный сплав, получивший название *альни* ($H_c = 600$ *эрст*, $B_r = 7000$ *гс*).

Сплав альни обладает примерно в 3 раза большей удельной

магнитной энергией, чем лучшая кобальтовая сталь, и значительно дешевле, так как отливается из менее дефицитных материалов.

Существенным недостатком сплава альни является его высокая механическая твердость и хрупкость; он не поддается механической обработке резанием, его нельзя ковать. Изделия из альни получаются литьем и последующим тонким шлифованием. Все отверстия в изделиях должны быть предусмотрены в литье.

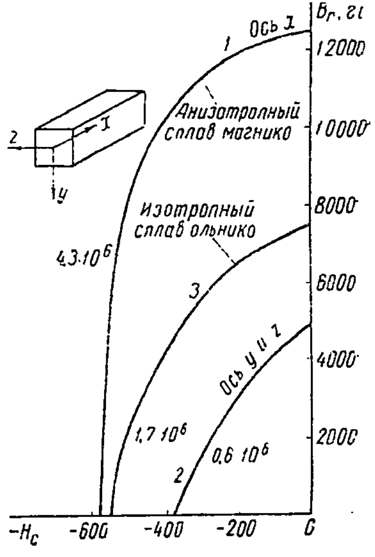
Дальнейшее усовершенствование железоникельалюминиевого сплава было достигнуто легирующими добавками или заменой кобальта медью и кремнием. Таким образом были созданы сплавы *альнико* и *альниси*.

Все магнитные материалы, рассмотренные выше, изотропны, т. е. их магнитные свойства вне зависимости от направления намагничивающего поля одинаковы.

Изотропные материалы удобны для применения; они не ограничивают конструирование магнитной цепи.

В 1938 г. было открыто, что если охлаждать сплавы альни и альнико в сильном постоянном магнитном поле ($H=1500$ *эрст*) от температуры выше точки Кюри (1300°), то они становятся *магнито-анизотропными*, т. е. их магнитные свойства зависят от направления намагничивающего поля.

В анизотропных магнитных сплавах остаточная индукция в направлении намагничивания после термомагнитной обработки возрастает примерно в 2 раза, а коэрцитивная сила возрастает незначительно.



Фиг. 4.7. Кривые размагничивания анизотропного сплава типа магнико и изотропного сплава альнико.

Наилучшие результаты при термомагнитной обработке дают магнитные сплавы состава Fe—Al—Ni—Co—Cu—Ti, где номинальная удельная энергия повышается до $5{,}5\cdot10^6$ *эрг/см*^{3} (это превышает максимальную удельную магнитную энергию магнито-изотропных сплавов альни и альнико в 3÷4 раза).

На фиг. 4.7 приведены кривые размагничивания анизотропного сплава типа магнико, а также изотропного сплава альнико.

Кривая *1* соответствует свойствам по оси намагничивания x, а кривая *2* — по осям y и z, перпендикулярным основной оси x. Кривые *3* соответствуют магнитным свойствам того же сплава в изотропном состоянии (альнико), т. е. до термомагнитной обработки.

Интересно отметить, что после термомагнитной обработки сплавы приобретают анизотропию и в отношении электрического сопротивления, т. е. термомагнитная обработка имеет не чисто магнитную природу.

Пластические магнитные сплавы. Применение постоянных магнитов было затруднено невысокими значениями удельной магнитной энергии магнитных сплавов, которые были пригодны для механической обработки; сложностью изготовления изделий из магнитных сплавов, обладающих высоким значением удельной магнитной энергии (типа альнико) вследствие их большой твердости и хрупкости.

В последнее время получили распространение высококоэрцитивные пластические магнитные сплавы: железоникельмедь; железокобальтванадий, железокобальтмолибден и т. д., которые допускают холодную и горячую механическую обработку.

Прессованные магниты. Как известно, при размельчении мягких магнитных материалов их коэрцитивная сила монотонно возрастает с уменьшением размеров частиц. Поэтому прессованные изделия, полученные даже из мягких магнитных материалов (сплав железоникель), становятся магнитно-жесткими при достаточно малых размерах частиц.

При измельчении магнитно-жестких материалов типа альни или альнико наблюдается обратное явление: коэрцитивная сила убывает с уменьшением размеров частиц. Однако магниты из порошкового альнико обладают высокими магнитными свойствами. Альнико, изготовленный методом порошковой металлургии, дает возможность изготовить магниты сложной формы и малых размеров посредством прессования при низкой стоимости изделия и высокой степени точности.

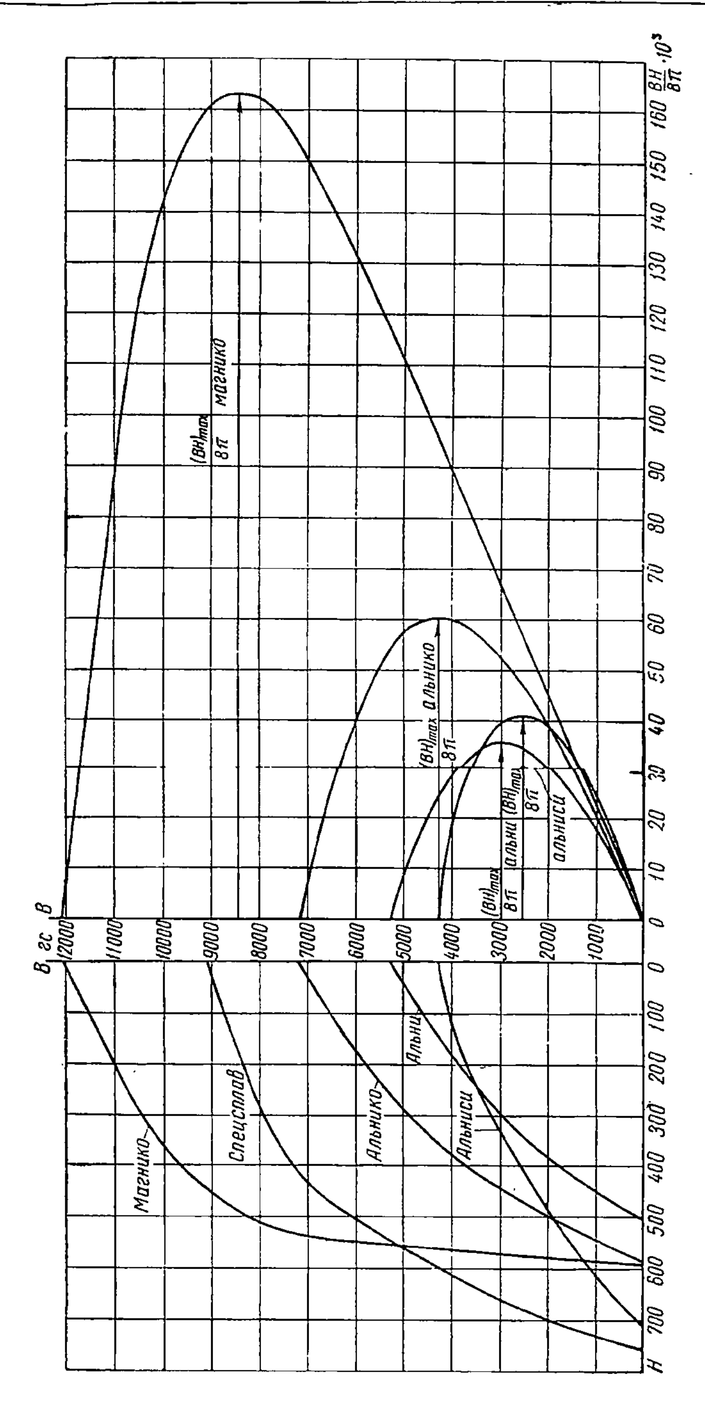
Магнитные материалы, изготовленные путем спрессовывания и прокатки в разных пропорциях из порошкообразной окиси железа (Fe_3O) и феррита кобальта ($CoOFe_2O_4$), обладают высокими магнитными свойствами после термомагнитной обработки, имея $B_r=4000$ *гс*, $H_c=600$ *эрст* и $(BH)_{max}=1{,}3\cdot10^6$.

Важно отметить невысокий удельный вес (3,5 *г/см*^{3}) и высокое электрическое сопротивление этих магнитных материалов.

Постоянным магнитам из прессованных материалов можно придавать сложную форму без механической обработки, что экономично при массовом производстве.

Магнитные сплавы с добавлением благородных металлов обладают высокой коэрцитивной силой, как это видно из табл. 4. 1. Однако эти сплавы, будучи очень дорогими, применяются только в особых случаях.

В табл. 4. 1 и на фиг. 4. 8 приведены основные свойства и кривые размагничивания основных материалов для постоянных магнитов.



Фиг. 4.8. Кривые размагничивания некоторых сплавов для постоянных магнитов.

Свойства магнит

№ по пор.	Наименование	Химический состав в % (балласт Fe)										
		C	W	Cr	Co	Al	Ni	Mn	Cu	Ti	Mo	Va
1	0,65% C сталь	0,65	—	—	—	—	—	0,85	—	—	—	—
2	1% C „	1,0	—	—	—	—	—	0,5	—	—	—	—
3	5% W „	0,7	5	—	—	—	—	—	—	—	—	—
4	6% W „	0,7	6	0,5	—	—	—	0,5	—	—	—	—
5	1% Cr „	0,6	—	0,9	—	—	—	0,45	—	—	—	—
6	2% Cr „	0,9	—	2,15	—	—	—	—	—	—	—	—
7	3,5% Cr	1,0	—	3,5	—	—	—	0,5	—	—	—	—
8	6,0% Cr „	1,1	—	6,0	—	—	—	0,4	—	—	—	—
9	9% Co „	0,9	1,25	5,0	9	-	—	—	—	—	—	—
10	17% Co „	0,7	8,25	2,5	17	—	—	—	—	—	—	—
11	36% Co „	0,8	3,75	5,75	36	—	—	—	—	—	—	—
12	40% Co „	0,7	5,0	4,25	40	—	—	—	—	—	—	—
13	Кобальтхромистая сталь	1,0	—	9	16	—	—	0,3	—	—	—	—
14	КС-магнитная сталь	0,9	7	3,5	36	—	—	—	—	—	—	—
15	Альнико IA	—	—	—	5	12	22,5	—	—	—	—	—
16	„ IB	—	—	—	5	12	21	—	—	—	—	—
17	„ IC	—	—	—	5	12	19,5	—	—	—	—	—
18	„ IIA	—	—	—	12,5	10	18	—	6	—	—	—
19	„ IIB	—	—	—	12,5	10	17	—	6	—	—	—
20	„ IIC	—	—	—	12,5	10	16	—	6	—	—	—
21	„ IIIA	—	—	—	—	12	26	—	—	—	—	—
22	„ IIIB	—	—	—	—	12	25	—	—	—	—	—
23	„ IIIC	—	—	—	—	12	24	—	—	—	—	—

Таблица 4.1

ных материалов

Магнитные свойства											
B_r	H_c	A_{max}	$B_м$	A_c	γ	$\sqrt{\gamma}$	$H_м$	$\frac{B_r}{H_c}$	$\frac{B_м}{B_r}$	$\frac{H_м}{H_c}$	Удельный вес $г/см^3$
10	42	0,18	6,5	0,42	0,428	0,654	27,7	238	0,65	0,66	7,84
9,0	51	0,2	5,9	0,459	0,436	0,66	33,9	176,5	0,655	0,665	7,8
10,5	70	0,33	7,0	0,735	0,449	0,67	47,2	150	0,665	0,675	8,1
9,5	74	0,33	6,5	0,703	0,47	0,686	50,75	128,5	0,685	0,686	8,15
9,5	52	0,23	6,5	0,495	0,465	0,682	35,4	182,5	0,685	0,682	7,8
9,3	60	0,26	6,3	0,557	0,467	0,683	41,3	155	0,677	0,688	7,8
9,5	66	0,29	6,5	0,627	0,462	0,68	44,6	144	0,685	0,677	7,78
9,5	74	0,3	6,2	0,703	0,427	0,654	48,4	128,5	0,653	0,653	7,78
7,8	122	0,41	5,1	0,952	0,431	0,657	80,5	64	0,654	0,66	7,92
9,0	170	0,61	5,9	1,53	0,399	0,632	103,3	53	0,655	0,608	8,37
9,6	228	0,93	6,3	2,19	0,425	0,652	147,5	42,1	0,656	0,647	8,2
10	242	1,03	6,5	2,42	0,426	0,653	158,5	41,4	0,65	0,655	8,2
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
10	230	0,9	—	2,3	0,391	0,625	—	43,5	—	—	—
0,66	540	1,4	4,1	3,57	0,392	0,626	342	12,2	0,621	0,632	6,9
7,1	450	1,4	4,7	3,19	0,438	0,662	298	15,8	0,662	0,662	6,9
7,6	400	1,4	5,2	3,04	0,461	0,679	269,5	19,0	0,685	0,674	6,9
7,0	630	1,6	4,2	4,4	0,364	0,603	382	11,1	0,6	0,607	7,09
7,5	560	1,6	4,6	4,2	0,381	0,617	348	13,4	0,613	0,621	7,09
8,0	425	1,6	5,5	3,4	0,470	0,686	291	18,8	0,687	0,685	7,09
6,5	560	1,35	4,0	3,64	0,371	0,609	338	11,6	0,615	0,605	6,9
7,0	470	1,35	4,5	3,29	0,410	0,64	300	14,9	0,643	0,639	6,9
7,5	400	1,35	5,0	3,00	0,450	0,671	270	18,75	0,666	0,675	6,9

№ по пор.	Наименование	Химический состав в % (балласт Fe)										
		C	W	Cr	Co	Al	Ni	Mn	Cu	Ti	Mo	Va
24	Альнико IVA	—	—	—	5	12	28	—	—	—	—	—
25	„ IVB	—	—	—	5	12	27	—	—	—	—	—
26	„ V	—	—	—	24	8	14	—	3	—	—	—
27	„ VIB	—	—	—	24	8	15	—	3	1	—	—
28	„ VIC	—	—	—	24	8	15	—	3	0,5	—	—
29	„ XII	—	—	—	35	6	18	—	—	8	—	—
30	Кипермаг	—	—	—	—	12	30	—	—	0,4	—	—
31	Альни	—	—	—	—	15,5	23,5	—	4	—	—	—
32	Альниси 1% Si	—	—	—	—	13,5	33	—	—	—	—	—
33	Спецсплав	—	—	—	22	—						
34	Магнико	—	—	—	24	9	13,5	—	3	—	—	—
35	Альнико II	—	—	—	12,5	10	17	—	6	—	—	—
36	„ IV	—	—	—	5	12	28	—	—	—	—	—
37	Кунико I	—	—	—	29	—	21	—	50	—	—	—
38	„ II	—	—	—	41	—	24	—	35	—	—	—
39	Кунифе I	—	—	—	—	—	20	—	60	—	—	—
40	„ II	—	—	—	2,5	—	20	—	50	—	—	—
41	Пермаллой	—	—	—	12	—	—	—	—	—	17	—
42	Вектоллит	30	—	—	44	—	26	—	—	—	—	—
		Fe_2O_3	—	—	Fe_2O_4	—	Co_2O_2	—	—	—	—	—
43	Сильманал	86,75 Ag	—	—	—	4,45	—	8,8	—	—	—	—
44	Викаллой I	—	—	—	52	—	—	—	—	—	—	9,5
45	„ II	—	—	—	52	—	—	—	—	—	—	13
46	P_t-сплав	77,8P_t	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
47	То же	76,7P_t	—	—	23,3	—	—	—	—	—	—	—
48	Новый КС	—	—	—	27,2	3,7	17,7	—	—	6,7	—	—
49	Магнитные окислы	280	—	—	15	—	—	—	—	—	—	—

H_c и $H_м$ в *эрст* $\gamma = \frac{A_{max}}{A_c}$, $A_{max} = (BH)_{max} \cdot 10^{-6}$,

Продолжение

Магнитные свойства											
B_r	H_c	A_{max}	$B_м$	A_c	γ	$\sqrt{\gamma}$	$H_м$	$\frac{B_r}{H_c}$	$\frac{B_м}{B_r}$	$\frac{H_м}{H_c}$	Удельный вес $г/см^3$
5,5	730	1,25	3,1	4,01	0,312	0,559	403	7,55	0,565	0,552	6,91
6,0	660	1,3	3,4	3,96	0,328	0,573	382	9,1	0,567	0,58	6,91
12,7	650	5,5	10,4	8,25	0,668	0,817	528	19,5	0,82	0,811	7,3
10,5	760	3,65	7,1	7,99	0,458	0,677	515	13,8	0,675	0,678	7,42
11,0	700	4,0	7,9	7,71	0,52	0,721	507	15,7	0,718	0,725	7,42
6,1	1000	1,65	3,2	6,1	0,27	0,52	515	6,1	0,525	0,515	7,3
5,6	660	1,34	3,4	3,69	0,363	0,602	394	8,48	0,607	0,596	6,9
5,0	500	1,00	—	2,5	0,4	0,632	—	10,0	—	—	—
4,0	750	1,08	—	3,0	0,36	0,602	—	5,34	—	—	—
7,5	650	2,14	—	4,87	0,44	0,663	—	11,5	—	—	—
12,3	500	3,77	—	6,15	0,615	0,784	—	24,7	—	—	—
7,2	550	1,5	4,4	3,96	0,379	0,616	341	13,1	0,611	0,62	6,9
5,5	730	1,25	3,1	4,01	0,312	0,559	403	7,53	0,565	0,552	6,43
3,4	710	0,85	2,0	2,41	0,353	0,594	425	4,8	0,589	0,598	8,31
5,3	450	0,99	3,4	2,38	0,415	0,644	291	11,75	0,642	0,647	8,31
5,7	590	1,85	4,2	3,36	0,55	0,742	441	9,65	0,737	0,75	8,61
7,3	260	0,78	4,7	1,9	0,41	0,64	166	28,1	0,645	0,638	8,61
10	230	1,1	6,9	2,3	0,478	0,691	159,5	43,5	0,69	0,695	8,17
1,6	900	0,5	0,94	1,44	0,347	0,589	532	1,78	0,587	0,592	3,13
0,59	6300	0,083	0,292	3,71	0,0224	0,15	284	0,0935	0,495	0,045	9,0
9,0	300	1,0	5,5	2,7	0,371	0,609	182	30,0	0,612	0,607	8,2
10	450	3,0	8,2	4,5	0,666	0,816	366	22,2	0,82	0,813	7,12
5,83	1570	3,07	3,4	9,15	0,336	0,58	905	3,72	0,583	0,576	—
4,5	2700	4,0	2,6	12,15	0,329	0,574	1540	1,665	0,578	0,57	—
7,15	785	2,03	4,3	5,6	0,363	0,603	472	9,1	0,601	0,6	7,42
2,0	900	0,6	—	1,8	0,333	0,577	—	2,22	—	—	—

$A_c = B_r H_c \cdot 10^{-6}$, $H_м = \frac{A_{max}}{B_м}$ B_r и $B_м$ в *кгс*.

Намагничивание постоянных магнитов

Методы намагничивания постоянных магнитов и применяемые при этом приспособления определяются конструкцией устройства и формой магнита. Намагничивание может быть произведено постоянным или переменным током при помощи специальных электромагнитов (вне машины), обмотки якоря или специальной вспомогательной обмотки, размещенной на полюсах или корпусе машины.

Намагничивание роторов синхронных машин типа «звездочка» производится обычно на специальных приспособлениях, которые представляют собой электромагниты большой силы со специальными передвижными полюсными наконечниками, соответствующими форме намагничиваемых магнитов.

Для доведения магнитного материала до состояния магнитного насыщения напряженность намагничивающего поля теоретически должна быть равна бесконечности. Однако при $H_s \geqslant 5H_c$ остаточная индукция и коэрцитивная сила магнитного материала слабо изменяются с увеличением величины намагничивающего поля.

При намагничивании полем, имеющим напряженность $H_s < 5H_c$, магнитные свойства магнитного материала сильно снижаются.

Надо иметь в виду, что если сечение магнита неодинаково, то возможно недомагничивание некоторых участков магнита, что снижает магнитные свойства магнита в целом.

Н. с. прибора поглощается главным образом магнитом, так как сердечник прибора обычно имеет малое магнитное сопротивление, и

$$H_s = \frac{1{,}25Iw}{h_м},$$

где

w и I — число витков и ток в катушке прибора;

$h_м$ — длина магнита по пути намагничивания.

Для получения надежного намагничивания необходимо, чтобы

$$F_s \geqslant 6F_c \text{ и } H_s \geqslant 6H_c.$$

Стабильность постоянных магнитов

Термин «стабильность» означает способность магнита сохранять постоянство магнитного потока при некоторых условиях, оказывающих на него влияние.

Постоянный магнит может изменить свои первоначальные магнитные свойства под влиянием ряда внутренних или внешних причин. Внутренние причины определяют структурную (металлургическую) стабильность, а внешние причины — магнитную стабильность магнита.

Если изменение магнитных свойств (потока) происходит в результате изменения внутренней структуры материала — нарушения

ориентации кристаллов, то нарушается структурная стабильность магнита; в этом случае восстановление магнитных свойств возможно только повторной термообработкой материала магнита.

Если изменение магнитных свойств произошло в результате внешних влияний, то нарушается магнитная стабильность магнита; в этом случае восстановление магнитных свойств вещества возможно повторным намагничиванием. Ниже рассмотрены внешние причины.

Такими внешними причинами, влияющими на размагничивание магнита, являются: изменение температуры, механические сотрясения, перемагничивающие поля и изменение магнитного сопротивления цепи.

Влияние изменения температуры. Температура влияет на магнитное состояние ферромагнитного вещества. Температурная зависимость ферромагнитных свойств вещества объясняется изменениями молекулярного движения.

Практическое значение для электрических машин и приборов могут иметь изменения температуры в пределах от —100 до +300°. Следовательно, рассмотрению подлежат такие температуры, которые не ведут к нарушению структурной устойчивости магнита и необратимым изменениям магнитных свойств.

При изменении температуры наблюдаются *обратимые* и *необратимые* изменения (остаточные деформации) магнитных свойств магнита.

Магнитные свойства магнита, т. е. значения B_r, H_c и энергии BH, снижаются при повышении температуры и повышаются при снижении температуры. Обычно магнит намагничивается при температуре порядка 15÷20°. Если теперь его охладить до температуры порядка —100°, то остаточная индукция B_r и магнитный поток в воздушном зазоре Φ_δ несколько возрастут; однако магнит приобретает практически исходные магнитные свойства, как только температура повышается до 15÷20°, т. е. повышение магнитных свойств при пониженной температуре обратимо.

При повышении температуры магнита по отношению к температуре, при которой происходило намагничивание, наблюдается необратимое снижение магнитных свойств вещества при первых трех-пяти циклах повышения температуры, когда происходит как бы температурная стабилизация — формовка магнита. При последующих циклах повышения температуры имеют место обратимые изменения магнитных свойств.

На фиг. 4.9 приведена кривая размагничивания стали альнико при температуре 25 и 450°. Кривая *1* соответствует исходным магнитным свойствам при 25°. Кривая *2* соответствует магнитным свойствам при 25° после 3÷4-кратного воздействия температуры 450°. Таким образом, заштрихованная область между кривыми *1* и *2* соответствует необратимой потере магнитных свойств под влиянием температуры 450°. Кривая *3* дает значение магнитных свойств при 450°. Область между кривыми *2* и *3* соответствует

обратимым изменениям магнитных свойств при изменении температуры магнита от 25 до 450°.

Исследования показывают, что степень необратимого снижения магнитных свойств магнита при данных его размерах зависит от величины предельной температуры: она тем больше, чем выше температура; на величину потока в воздушном зазоре при данном значении температуры оказывают влияние размеры магнита — угол наклона линии магнитной проводимости.

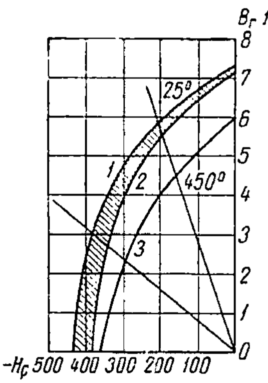
При повторном намагничивании магнитные свойства магнита восстанавливаются, и если он будет подвергнут температурной обработке, то все сказанное ранее повторяется.

В зависимости от величины температуры и типа магнитного материала наблюдаются следующие изменения остаточной индукции:

Повышение температуры до:	Снижение величины B_r	
	полное	необратимое
100°	0,5÷2,5%	0,2÷0,75%
200°	2÷6%	1÷3%

Анизотропные материалы меньше реагируют на изменение температуры, чем изотропные материалы, и потери потока в них меньше.

После того как магнит температурно отформован, его магнитные свойства обратимо зависят от изменения температуры (в границах наибольшей температуры формовки).



Фиг. 4.9. Температурная формовка магнита.

Напряженность магнитного поля в зависимости от температуры при $t=(-60\div+100)$ °C может быть определена уравнением

$$H_t=H_0(1-at-bt^2),$$

где H_0 — напряженность поля при $t=0$;

a и b — постоянные, зависящие от сорта магнитного материала и его размеров.

Изменение величины потока магнита можно определить приближенно по уравнению

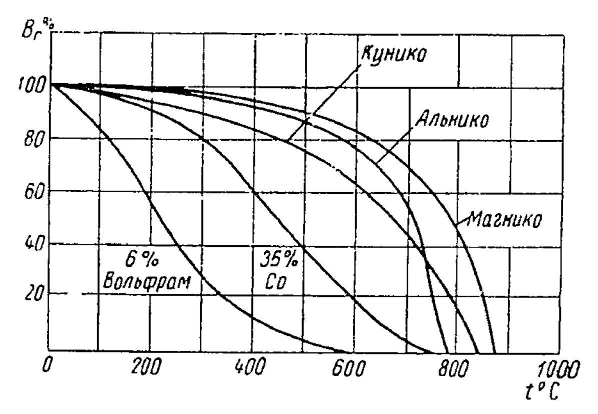
$$\Phi_t=\Phi_{15}[1-\alpha(t-15)],$$

где $\alpha=0{,}00017\div0{,}00025$ 1/°C.

На фиг. 4.10 приведены кривые $B_r=f(t)$ для различных материалов постоянных магнитов.

В ряде случаев, например, в тахогенераторах, приборах измерения энергии и др., когда требуется постоянство потока в воздушном

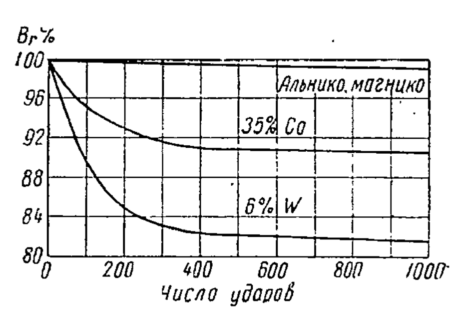
зазоре, необходима примерно пятикратная температурная формовка магнита в магнитной системе при температуре, несколько большей максимально встречающейся в условиях его применения. Этим устраняются необратимые изменения магнитных свойств магнита.



Фиг. 4. 10. Зависимость остаточной индукции различных сплавов от температуры.

Температурная формовка в магнитной системе имеет еще то значение, что вследствие расширения и сжатия металла в магнитной цепи происходит изменение магнитной проводимости, т. е. может измениться наклон линии магнитной проводимости и величина потока в воздушном зазоре. Для современных магнитов предельно допустимая температура равна 300° С.

Влияние механических сотрясений. Постоянные магниты под влиянием сотрясений (ударов и вибраций) снижают свои первоначальные магнитные свойства, так как нарушается ориентировка некоторых доменов в направлении намагничивающего поля.



Фиг. 4. 11. Зависимость остаточной индукции от числа ударов.

Степень размагничивания под влиянием сотрясения зависит в основном от величины коэрцитивной силы. Величина коэрцитивной силы характеризует устойчивость, с которой домены удерживаются в тех направлениях, которые они получили при намагничивании.

Магнитные стали и сплавы с малой коэрцитивной силой подвержены значительному размагничиванию под влиянием механических

сотрясений, в то время как сплавы типа альнико (с высоким значением H_c) относительно устойчивы.

Испытания на магнитную стабильность при сотрясениях производились сбрасыванием намагниченных образцов с высоты одного метра на деревянный пол (фиг. 4. 11).

Зависимость B_r от числа ударов изменяется монотонно по показательной функции. После 1000 ударов остаточная индукция альнико снизилась примерно, на 0,5%, тогда как у вольфрамовой стали B_r снизилась на 18%.

Во время испытания альнико на удар некоторые образцы дали трещины, а некоторые поломались. Это свидетельствует о том, что физические свойства альнико ограничивают их применение в условиях ударной нагрузки скорее, чем снижение магнитных свойств.

Опыт применения на самолетах магнитоэлектрических машин, выполненных из сплава альниси, альнико и альни, показывает, что магнитные свойства магнитов под влиянием вибрации не снижаются.

Обычно стабилизация магнитов в отношении механических ударов и вибрации не производится, так как современные высококоэрцитивные сплавы достаточно стабильны в этом отношении.

Влияние растяжения и сжатия на магнитные свойства. Обычно механическая обработка и пластические деформации производятся после того, как создана магнитная ориентация внутренних кристаллов магнитного сплава.

Как показали опыты, магнитные свойства мягких и жестких магнитных материалов зависят от растяжения и сжатия под действием внешних сил. Коэрцитивная сила и остаточная индукция возрастают под влиянием растяжения. Это повышение магнитных свойств обратимо, т. е. после снятия растягивающих усилий магнитные свойства материалов восстанавливаются.

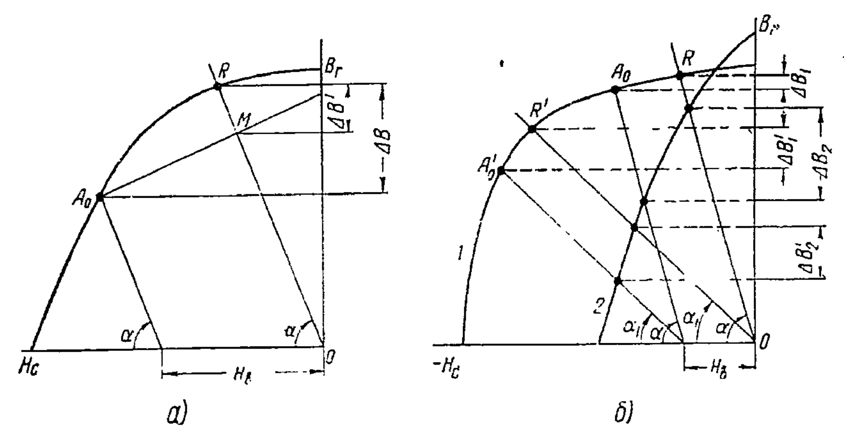
Влияние внешних магнитных полей. Изменение магнитной индукции под влиянием внешних полей может быть учтено по кривой размагничивания магнита, если известна действующая напряженность внешнего поля. При этом необходимо учитывать, что на величину внешнего магнитного поля оказывает влияние поле постоянного магнита, поэтому определение действующего значения внешнего поля представляет известные трудности. Под влиянием поля постоянного магнита напряженность внешнего поля, действующего на магнит, будет отличаться от истинного, первоначального, значения.

На фиг. 4. 12, *а* представлена кривая размагничивания магнита и линия OR, соответствующая проводимости воздушного зазора магнитной цепи. Точка пересечения линии OR и кривой B_rH_c (точка R) определяет величину магнитной индукции в магните.

Если приложить постоянное внешнее размагничивающее магнитное поле напряженностью $H_в$, то линия OR переместится параллельно себе влево на величину $H_в$, и точка R переместится вниз по

кривой $B_rH_{ю}$ в точку A_0. При этом индукция в магните снизится на величину ΔB. После удаления внешнего поля точка A_0 возвратится на линию OR не по кривой размагничивания, а по вторичной петле гистерезиса в точку M. При этом магнитная индукция в магните снизится на величину $\Delta B'$, которая является необратимой потерей индукции (потока).

Последующие приложения внешнего поля той же напряженности вызовут дальнейшее незначительное уменьшение магнитной индукции, так как несколько первых вторичных петель гистерезиса не замыкаются между собой, асимптотически приближаясь к усло-



Фиг. 4.12. Влияние внешнего поля $H_в$ на величину B в зависимости от проводимости магнитной цепи (наклона линии OR) и типа магнитного сплава (кривые 1 и 2).

виям стабильности. После нескольких повторных циклов (5÷6) вторичные петли начинают совпадать, и дальнейшее изменение индукции прекращается.

Магнитные свойства магнита могут быть восстановлены повторным намагничиванием магнита до насыщения.

Такое же явление имеет место и в случае приложения переменных внешних магнитных полей той же напряженности.

Переменное поле частотой 50 *гц* практически дает те же результаты в отношении изменения B, что и повторное (5÷6) приложение постоянного магнитного поля той же напряженности.

Обратимое и необратимое изменение магнитного потока в магните под влиянием внешних магнитных полей зависит также от сопротивления магнитной цепи и типа магнитного материала. Одно и то же значение размагничивающего поля $H_в$ вызывает различное падение индукции в магните в зависимости от того, работает ли магнит на большое ($\Delta B_1'$) или малое (ΔB_1) внешнее сопротивление (фиг. 4.12, *б*).

Форма кривой размагничивания, т. е. сорт материала, также оказывает влияние на величину B при данном значении размагничивающего поля (ΔB_1 и ΔB_2) и ($\Delta B'_1$ и $\Delta B'_2$).

Влияние высокочастотных внешних магнитных полей. Опыты показывают, что металлические материалы постоянных магнитов обладают способностью самоэкранировать действие высокочастотных внешних полей неустановившегося режима.

Если магнит подвергнуть продолжительному действию высокочастотных импульсов внешнего магнитного поля, то наблюдается размагничивание постоянного магнита.

Магнит последовательно размагничивается каждым импульсом примерно до 15 таких колебаний, а затем устанавливается новое магнитное состояние магнита, которое сохраняется, несмотря на продолжающиеся воздействия внешнего высокочастотного магнитного поля. Установлено, что степень размагничивания магнита тем больше, чем выше коэрцитивная сила материала.

В материалах с малым значением H_c электромагнитное экранирование ограничивает проникновение внешних магнитных полей внутрь магнита, и такие материалы находятся в лучших условиях в отношении размагничивания.

Экранирование магнитов может быть получено наложением на поверхность магнита тонкого слоя материала большой проводимости, например, оно является эффективным при условии, что вся поверхность магнита покрыта равномерным тонким слоем меди.

Часто экранируют магнит от влияния внешних полей при помощи магнитного шунта, который демпфирует внешнее магнитное поле (этот способ применяется во многих чувствительных приборах).

Влияние изменения магнитного сопротивления. Магнитный поток в воздушном зазоре может быть изменен и в результате изменения магнитного сопротивления цепи.

Практически изменение R_δ является результатом изменения величины воздушного зазора δ в магнитной цепи. Оно может происходить под влиянием расширения и сжатия стальных участков, сотрясений, а также часто предусматривается нормальными условиями работы самого устройства (подъемные магниты).

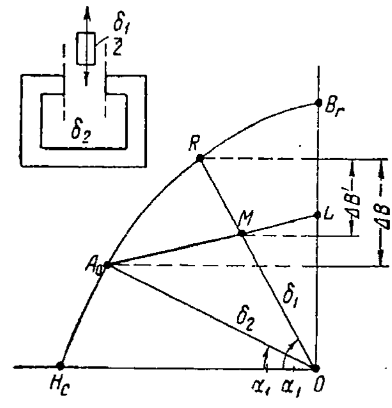
Предположим, что по условиям работы в воздушный зазор устройства периодически вставляют и вынимают пластину из мягкой стали, при этом воздушный зазор будет иметь величину либо δ_1, либо δ_2 (фиг. 4. 13).

Намагнитим устройство при наличии стальной пластины в воздушном зазоре. В этом случае линия OR и точка R на кривой B_rH_c будут характеризовать магнитное состояние устройства.

Если первый раз из воздушного зазора вынуть стальную пластинку, то воздушный зазор возрастет до величины δ_2, и рабочая

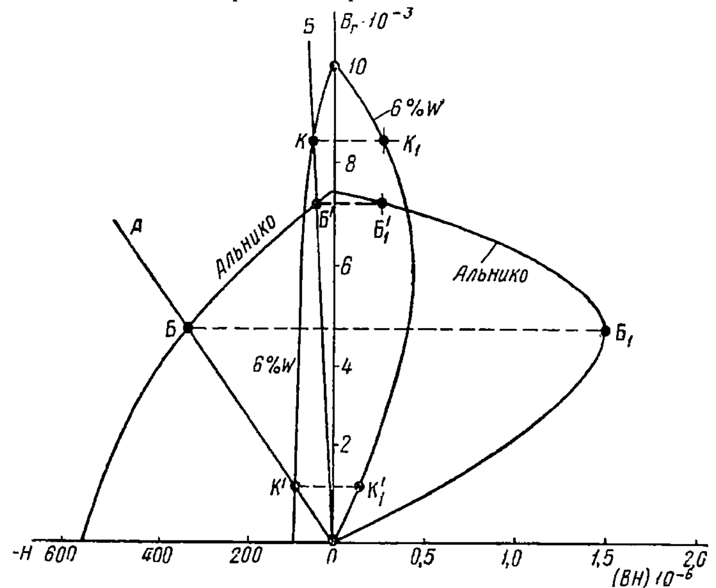
точка переместится по кривой B_rH_c в положение A_0. Линия OA_0 и точка A_0 соответствуют теперь новому магнитному состоянию устройства, т. е. снижению магнитной индукции на величину ΔB.

Если теперь вернуть пластинку в исходное положение, т. е. снизить воздушный зазор до первоначального значения δ_1, то точка A_0 переместится в точку M по вторичной гистерезисной петле. При последующих изменениях зазора между δ_1 и δ_2 рабочая точка будет перемещаться по линии A_0M.



Фиг. 4. 13. Влияние изменения магнитного сопротивления на свойства магнита.

Влияние внешнего сопротивления на магнитные свойства цепи с постоянным магнитом зависит от **формы кривой** размагничивания (фиг. 4. 14). Например, в устройстве с малым сопротивлением внешней магнитной цепи (малое δ) ванадиевая сталь 6% W развивает бо́льшую энергию, чем сплав альнико (линия $OБ$), т. е. сопротивление внешней магнитной цепи выбрано неправильно.



Фиг. 4. 14. Влияние внешнего сопротивления магнитной цепи на величину удельной энергии развиваемой различными сплавами.

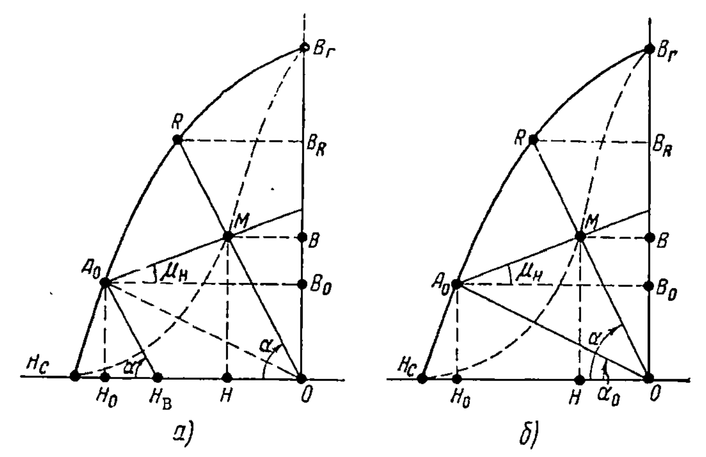
Увеличение воздушного зазора приводит к тому, что в цепи с ванадиевой сталью резко снижается индукция и энергия во внеш-

ней цепи, в то время как в цепи с альнико падение индукции сопровождается увеличением энергии во внешней цепи (линия OA).

Стабилизация магнита

В целях повышения устойчивости свойств постоянных магнитов их обычно подвергают старению — *стабилизации.*

Стабилизация магнита может быть произведена приложением размагничивающего постоянного или переменного внешнего поля, которое по величине превосходит максимально возможное поле, возникающее в процессе работы; размагничиванием магнита в воз-



Фиг. 4.15. Стабилизация магнита.

а—внешним полем $H_в$, *б*—размыканием магнитной цепи («воздухом»). Пунктирные линии показывают положение рабочей точки на линии возврата в зависимости от степени стабилизации магнита.

духе под влиянием свободных полюсов самого магнита (стабилизация размыканием цепи).

На фиг. 4.15 приведены кривые размагничивания для первого и второго случая (*а* и *б*).

Здесь линия OR есть линия магнитной проводимости магнита в замкнутой цепи после снятия намагничивающего поля.

Для стабилизации магнита в случае *а* используется напряженность поля $H_в$, чему соответствует точка A_0 с координатами B_0 и H_0 на кривой размагничивания или линия $H_вA_0$, параллельная линии OR. После снятия стабилизирующего поля точка A_0 пойдет по вторичной петле гистерезиса, и рабочей точкой системы станет точка M (с координатами B и H), которая расположена ниже точки R.

Разность $(B_R - B)$ пропорциональна потере потока в воздушном зазоре вследствие стабилизации магнита.

Для стабилизации магнита в случае *б* его вынимают из намагничивающего аппарата без шунтирования полюсов. Сопротивление магнитной цепи возрастает, и точка R перемещается в точку A_0, соответствующую сопротивлению разомкнутой магнитной цепи — свободному магниту (линии OA_0).

После помещения магнита в систему точка A_0 переместится в точку M. Если система работает с постоянным воздушным зазором и в ней отсутствует реакция вторичной цепи, то точка M будет рабочей точкой магнита.

Стабилизация в воздухе не рекомендуется в случае применения магнитных материалов, имеющих малые значения B_r и H_c, так как при этом значительно снижается степень использования магнита.

Наклон линии магнитной проводимости свободного магнита OA_0 может быть определен построением картины поля свободного магнита и определением средней проводимости внешнего воздушного зазора.

В интересах получения устойчивого напряжения на зажимах генератора рекомендуется производить стабилизацию магнита внутри машины током внезапного короткого замыкания. Последнее особенно рационально при больших значениях переходного реактивного сопротивления x'_d (малых значениях тока короткого замыкания).

Отношение $H_в/H$ при стабилизации внешним магнитным полем и отношение $\operatorname{tg}\alpha/\operatorname{tg}\alpha_0$ при стабилизации размыканием цепи называется *степенью стабилизации магнита* k_c. Чем выше степень стабилизации, т. е. чем выше относительное значение первоначального размагничивающего поля, тем устойчивее магнит ко всем внешним влияниям. Однако повышение степени стабилизации ограничено, так как при этом снижается использование магнита, т. е. возрастают его размеры.

Представляет интерес установить соотношение между координатами рабочей точки M (H, B) и точкой отхода линии возврата A_0 (H_0, B_0) на кривой размагничивания.

Пользуясь обозначениями фиг. 4.15, *а*, индукцию в рабочей точке M можно записать как

$$B=B_0+(H_0-H)\mu'_в. \tag{4.7}$$

Несколько сложнее определяется выражение для напряженности поля H.

Учитывая, что $\operatorname{tg}\alpha=B/H=B_0/(H_0-H_в)$ и приняв во внимание (4.7), где $k_c=H_в/H$, можно получить

$$H=\frac{B}{\operatorname{tg}\alpha}=\frac{B_0+\mu'_в(H_0-H)}{B_0}(H_0-H_в)=$$

$$=(H_0-Hk_c)\left[1+\frac{\mu'_в}{B_0}(H_0-H)\right]$$

или, преобразуя последнее выражение относительно H, получим квадратное уравнение вида

$$H^2 - H\frac{(1+k_c)(B_0+\mu_B' H_0)}{\mu_B' k_c} + \frac{H_0(B_0+\mu_B' H_0)}{\mu_B' k_c} = 0,$$

решение которого дает значение искомой напряженности поля:

$$H = \frac{B_0+\mu_B' H_0}{2\mu_B' k_c}\left[(1+k_c) \pm \sqrt{(1+k_c)^2 - \frac{4\mu_B' k_c H_0}{B_0+\mu_B' H_0}}\right]. \quad (4.8)$$

В формуле (4. 8) имеет смысл только знак «минус». Если в (4. 7) подставить значение H из (4. 8), то получится

$$B = \frac{B_0+\mu_B' H_0}{2\mu_B' k_c}\left[2\mu_B' k_c - (1+k_c) + \sqrt{(1+k_c)^2 - \frac{4\mu_B' k_c H_0}{B_0+\mu_B' H_0}}\right], \quad (4.9)$$

однако практически пользуются уравнениями (4. 7) и (4. 8).

Перемещая точку A_0 по кривой $B_r H_c$, можно построить, пользуясь (4. 7) и (4. 8), кривую размагничивания, по которой скользит рабочая точка M (пунктирные кривые на фиг. 4. 15) при условии, что k_c и μ_B' неизменны.

Найдем уравнение рабочей кривой размагничивания для случая *б*, пользуясь обозначениями фиг. 4. 15, *б*.

Индукция в рабочей точке B определится выражением (4. 7); напряженность поля H, учитывая, что

$$\operatorname{tg}\alpha_0 = \frac{B_0}{H_0}, \quad \operatorname{tg}\alpha = \frac{B}{H} \quad \text{и} \quad \frac{\operatorname{tg}\alpha}{\operatorname{tg}\alpha_0} = k_c, \text{ т. е.}$$

$$H = \frac{B_0+\mu_B'(H_0-H)}{\operatorname{tg}\alpha} = \frac{B_0+\mu_B'(H_0-H)}{k_c \operatorname{tg}\alpha_0} = \frac{H_0}{B_0}\,\frac{B_0+\mu_B'(H_0-H)}{k_c},$$

найдется как

$$H = \frac{H_0(B_0+\mu_B' H_0)}{\mu_B' H_0 + k_c B_0}. \quad (4.10)$$

Если в (4. 7) подставить значение H из (4. 10), то получится

$$B = \frac{B_0 H_0(\mu_B' + k_c - 1) + k_c B_0^2}{\mu_B' H_0 + k_c B_0}. \quad (4.11)$$

Таким образом, получены искомые зависимости

H и $B = f(H_0, B_0)$ при μ_B' и $k_c = \text{const}$.

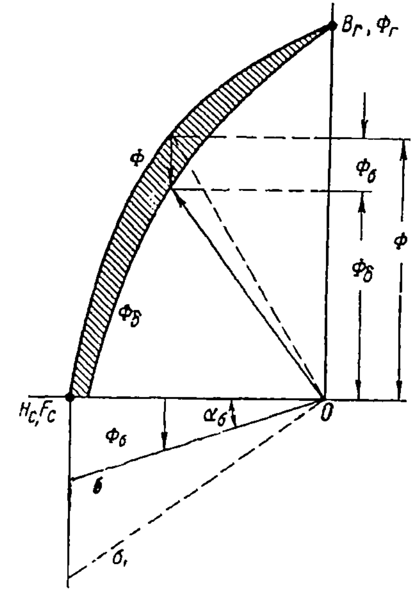
Аналогично случаю *а* по (4. 7) и (4. 10) можно построить рабочую кривую размагничивания.

4.3. РАССЕЯНИЕ

Поток рассеяния первичной цепи машин с электромагнитным возбуждением достигает значительной величины, особенно у явнополюсных синхронных машин с внутренними полюсами и машин постоянного тока с дополнительными полюсами. В авиационных машинах, которые имеют относительно малые мощности и повышенные значения линейной нагрузки, поток рассеяния достигает еще большего значения.

Расчет потоков рассеяния встречает значительные затруднения, так как пути рассеяния сложны. Это приводит к необходимости пользоваться эмпирическими формулами.

При расчете магнитоэлектрических машин принимают, что весь поток рассеяния Φ_σ сосредоточен на концах магнитов, а в воздушном зазоре идет параллельно рабочему потоку Φ_δ; при этом поток имеет неизменную величину, равную сумме потоков $\Phi = \Phi_\delta + \Phi_\sigma$ (в действительности же поток Ф проходит лишь по нейтрали магнита и уменьшается по мере приближения к полюсам).



Фиг. 4.16. Характеристика магнита с учетом рассеяния.

Ф—поток в нейтрали магинта; Φ_δ—поток в воздушном зазоре; Φ_σ—поток рассеяния.

В машинах с электромагнитным возбуждением при определении сопротивления путей потоков утечки пренебрегают магнитным сопротивлением полюсов при сравнении его с сопротивлением воздушных промежутков. В магнитоэлектрических машинах сопротивлением полюсов пренебречь нельзя, так как у них $\mu=5\div8$, а при рабочем значении индукции $\mu=1{,}5\div3{,}0$ и магнитное сопротивление $R_м = l_м/\mu S_м$ достаточно велико.

Учитывая изложенное, а также и то, что воздушные зазоры в магнитоэлектрических машинах выбираются минимально возможными, а высота полюса обычно мала, можно прийти к выводу, что коэффициент рассеяния магнитоэлектрических машин обычно не значителен.

На фиг. 4.16 приведена характеристика магнита с учетом рассеяния полюсов. Здесь Φ_σ в функции н. с. изображается в виде прямой, отложенной вниз от оси абсцисс под углом α_σ, соответствующим потоку рассеяния: поток Φ_σ прямо пропорционален

н. с. F, так как он замыкается в основном по воздуху, и поэтому равен нулю в точке O, где $F=0$.

Тангенс угла наклона α_σ линии рассеяния σ равен магнитной проводимости рассеяния магнита

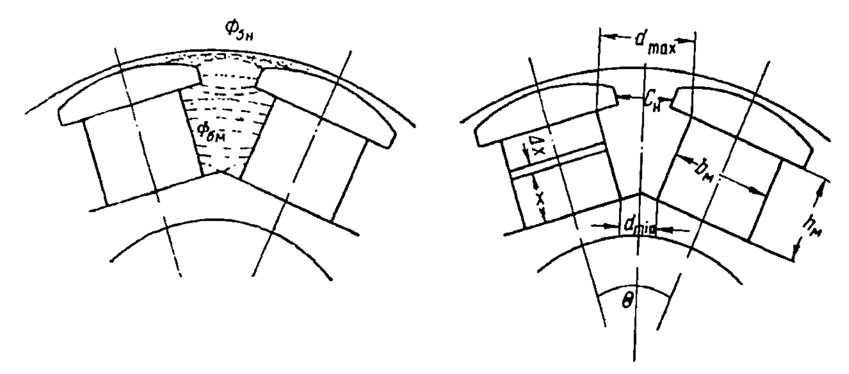
$$\operatorname{tg}\alpha_\sigma=\frac{\Phi_\sigma}{F}=\Lambda_\sigma. \quad (4.12)$$

Характеристика дает возможность определить зависимость между н. с. на поверхности полюса и полезным потоком, вычитая из ординат кривой Φ ординаты прямой σ, т. е.

$$\Phi_\delta=\Phi-\Phi_\sigma.$$

Определение потока рассеяния полюсов

Весь поток рассеяния полюсов делится на две части: поток рассеяния полюсных наконечников $\Phi_{\sigma н}$, который является внешним по отношению к магниту; поток рассеяния между поверхностями сер-



Фиг. 4.17. Рассеяние полюсов.

а—картина поля рассеяния, *б*—обозначение размеров.

дечника полюса магнита $\Phi_{\sigma м}$, который является внутренним по отношению к магниту (фиг. 4.17).

Определение $\Phi_{\sigma н}$ не представляет затруднений, и расчет производится методом, обычно принятым в электромашиностроении.

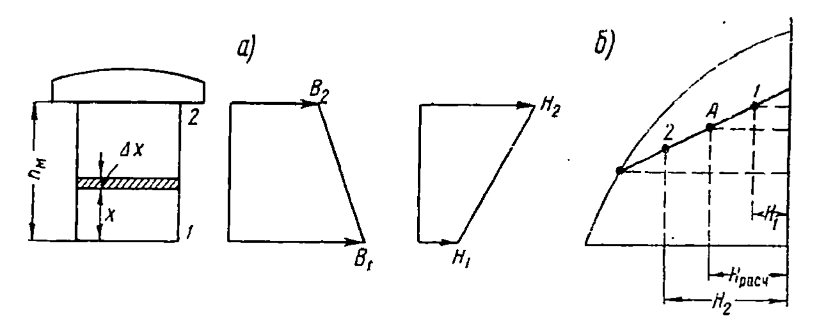
Поток рассеяния $\Phi_{\sigma м}$ изменяет индукцию в магните по его высоте, в результате чего удельная н. с. (напряженность поля), развиваемая магнитом, также становится переменной по высоте магнита, что усложняет расчет. Под влиянием потока рассеяния $\Phi_{\sigma м}$ индукция по высоте магнита от основания полюса (от точки $x=0$ до точки $x=h_м$) уменьшается, а удельная н. с., развиваемая магнитом, возрастает (фиг. 4.18).

На фиг. 4.18, *б* точка 1, соответствующая основанию магнита ($x=0$), имеет индукцию $B_1>B_2$ и удельную н. с. $A_1=0{,}8H_1<A_2=$

$=0{,}8H_2$, где B_2 и A_2 — координаты точки 2, соответствующей поверхности полюса у полюсного наконечника ($x=h_м$).

Учет непостоянства индукции по высоте магнита резко усложняет расчет потока рассеяния сердечника полюса постоянного магнита.

Заметим, что индукция в сердечнике электромагнита также изменяется по высоте полюса под влиянием $\Phi_{\sigma\,м}$, причем в еще большей степени, чем в постоянных магнитах. Однако удельная н. с., развиваемая электромагнитом, изменяется мало, ибо падение магнитного потенциала в сердечнике полюса незначительно и им



Фиг. 4.18. Влияние потока рассеяния $\Phi_{\sigma\,м}$ на распределение индукции.

а — изменение индукции и напряженности поля по высоте магнита; б — определение расчетного значения напряженности поля $H_{расч}$.

можно пренебречь. В то же время падение в большом сопротивлении постоянного магнита велико, и изменение напряженности поля существенно влияет на $\Phi_{\sigma\,м}$.

Для упрощения расчета внутреннего потока рассеяния, зависящего от распределения н. с. по длине магнита, заменяют действительный поток рассеяния эквивалентным расчетным, который проходит по всей длине магнита, так же как и поток рассеяния полюсных наконечников.

Таким образом, и внутренний поток рассеяния рассматривается как внешний, т. е. исходящий целиком из поверхности полюса.

Величина эквивалентного потока рассеяния сердечника полюса выбирается таким образом, чтобы удельная н. с., соответствующая эквивалентному потоку полюса и являющаяся теперь постоянной величиной, которая будучи умножена на длину магнита, равнялась бы полной н. с. полюса. Таким образом, исходят из расчетного значения напряженности поля (точка A на фиг. 4.18), величина которого равна

$$H_{расч}=\frac{1}{h_м}\int_0^{h_м} H_x\,dx. \tag{4.13}$$

Учитывая изложенное, и предположив, что сечение и коэффициент возврата по всей высоте магнита постоянны, Т. Г. Сорокер предложил выражение для расчета проводимости рассеяния полюсов магнитоэлектрических машин в виде

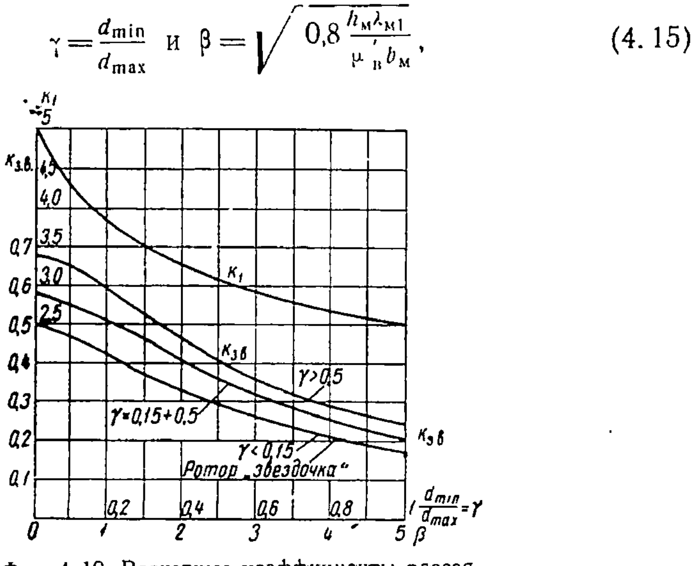
$$\Lambda_{\sigma 1} = k_{з.в}\Lambda_{м1} + \Lambda_{н1}, \tag{4.14}$$

где $\Lambda_{м1} = l_м \lambda_{м1}$ — магнитная проводимость рассеяния полюсов магнита;

$\Lambda_{н1}$ — магнитная проводимость рассеяния полюсного наконечника;

$k_{з.в} = f(\gamma, \beta)$ — коэффициент, учитывающий уменьшение проводимости полюса вследствие учета магнитного сопротивления магнита;

$$\gamma = \frac{d_{min}}{d_{max}} \text{ и } \beta = \sqrt{0{,}8\frac{h_м \lambda_{м1}}{\mu'_в b_м}}, \tag{4.15}$$



Фиг. 4. 19. Расчетные коэффициенты рассеяния полюсов $k_{з.в} = f(\gamma, \beta)$ и $k_1 = f(\gamma)$.

$\mu'_в$ — коэффициент возврата;

$\lambda_{м1}$ — удельная магнитная проводимость рассеяния сердечника полюса магнита, определяемая, как в электромагнитных машинах;

d_{min} — наименьшее расстояние между полюсами (у основания);

d_{max} — наибольшее расстояние между полюсами (у вершины сердечника полюса);

$h_м$ — высота магнита.

Функцию $k_{з.в}$ находят по фиг. 4. 19 после определения значения $\Lambda_{м1}$. Для ротора типа «звездочка» пользуются кривой, соответствующей $\gamma < 0{,}15$, а $\Lambda_{н1} = 0$.

Магнитная проводимость рассеяния полюса магнита равна

$$\Lambda_{м1} = \lambda_{м1} l_м = h_м \left(\frac{l_м}{d_{max}} k_1 + k_2 \right), \tag{4.16}$$

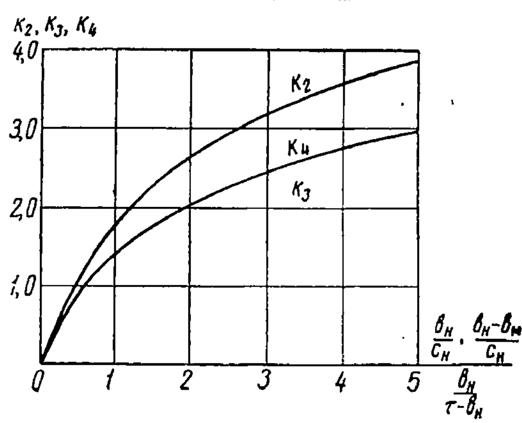
где $k_1 = f(\gamma)$ и $k_2 = f\left(\frac{b_м}{d_{max}}\right)$.

Для ротора типа «звездочка»

$$\Lambda_{м1} = \lambda_{м1} l_м = h_м \left(\frac{5 l_м}{\tau - b_м} + k_2 \right), \tag{4.17}$$

где

$$k_2 = f\left(\frac{b_н}{\tau - b_н}\right).$$



Фиг. 4.20. Расчетные коэффициенты рассеяния полюсов

$$k_2 = f\left(\frac{b_н}{\tau - b_н}\right), \quad k_3 = f\left(\frac{b_н}{c_н}\right) \text{ и}$$

$$k_4 = f\left(\frac{b_н - b_м}{c_н}\right).$$

Проводимость рассеяния полюсных наконечников

$$\Lambda_{н1} = 5 l_н \frac{h_н}{c_н} + [2h_н + 2l_н - (l_м + l_2)]\, k_3 + k_4 l_м, \tag{4.18}$$

где

$l_м$ — длина сердечника магнита;

l_2 — длина сердечника якоря;

$l_н$ — длина полюсного наконечника;

$$k_3 = f\left(\frac{b_н}{c_н}\right) \text{ и } k_4 = f\left(\frac{b_н - b_м}{c_н}\right).$$

k_1, k_2, k_3 и k_4 — по фиг. 4.19 и 4.20.

М. И. Земляной при помощи флюксметра определил влияние воздушного зазора на величину потока рассеяния 12-полюсного звездообразного магнита, собранного в якоре с полузакрытыми пазами. Результаты исследования показали, что чем меньше воздушный зазор магнитоэлектрических машин, тем больше полезный поток машины за счет увеличения полного потока и снижения потока рассеяния; при нулевом зазоре рассеяние не равно нулю — поток рассеяния проходит по торцам магнита и в пазы якоря.

Поток рассеяния при нулевом зазоре и холостом ходе достигал 10% полного потока, т. е. $k_\sigma \approx 1{,}1$. Увеличение зазора до 0,3 *мм* привело к увеличению потока рассеяния до 20% полного потока Ф. Дальнейшее увеличение δ до 2 *мм* увеличило Φ_σ до 0,3Ф; при $\delta > 3$ *мм* Φ_σ возрастал медленно и непропорционально величине зазора, достигнув 0,7Ф при вынутом (свободном) роторе.

При этом надо помнить, что и величина полного потока Ф магнита снижается.

Опыт показал, что при вынутом роторе полный поток снижается примерно вдвое, поток рассеяния возрастает до 70% полного потока, полезный поток составляет только 30% полного, а коэффициент рассеяния достигает огромной величины (3,34).

Влияние способа намагничивания и арматуры на характеристики магнита

Если магнитная цепь состоит из нескольких элементов (магнита, полюсных наконечников и якоря), то в этом случае различают три проводимости:

а) проводимость свободного магнита (Λ_c);

б) проводимость магнита совместно с полюсным наконечником (Λ_c');

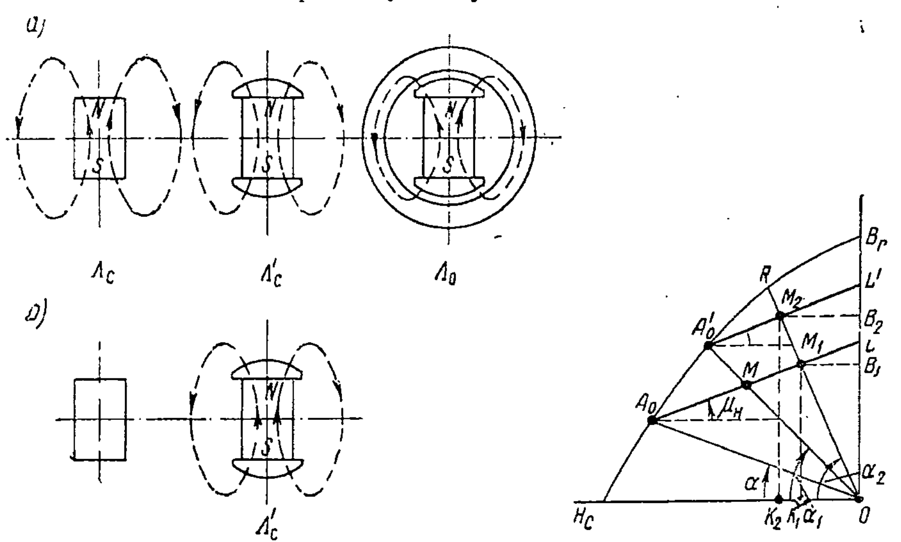
в) проводимость магнита в собранном виде (Λ_0) — в машине, как это показано на фиг. 4. 21.

Расположение рабочей точки при холостом ходе зависит от метода намагничивания. Возможны два способа намагничивания магнита: без арматуры или с арматурой.

Если магнит намагничен (фиг. 4. 21, *а*) и затем к нему присоединены полюсные наконечники и в таком виде индуктор вставлен в машину, то A_0 будет точкой отхода линии возврата A_0L, а M_1 — рабочей точкой холостого хода. Далее, $\operatorname{tg}\alpha$, $\operatorname{tg}\alpha_1$ и $\operatorname{tg}\alpha_2$ относятся соответственно к проводимостям свободного магнита, свободного магнита с полюсными наконечниками и магнита, собранного в машине. Аналогично этому точки A_0, M и M_1 соответствуют энергии свободного магнита, свободного магнита с полюсными наконечниками и магнита, собранного в машине. Если же магнит намагничивается с приставленными полюсными наконечниками (фиг. 4. 21, *б*),

то A_0' будет точкой отхода линии возврата $A_0'L'$, а M_2 — рабочей точкой холостого хода.

Так как площадь прямоугольника $K_2M_2B_2O$ больше площади прямоугольника $K_1M_1B_1O$, то и энергия магнита, пропорциональная площадям, во втором случае будет выше.



Фиг. 4.21. Влияние способа намагничивания при наличии арматуры.

а — намагничивание без полюсных наконечников вне машины; Λ_c — проводимость свободного магнита без арматуры (линия OA_0); Λ_c' — проводимость свободного магнита с арматурой (линия OM, точка M — на линии возврата A_0L); Λ_0 — проводимость собранной машины (линия OR и M_1 — рабочая точка); *б* — намагничивание с полюсными наконечниками вне машины; Λ_c' — проводимость свободного магнита с арматурой (линия OA_0', точка A_0' — на кривой размагничивания: M_2 — рабочая точка).

Таким образом, рационально намагничивать магнит совместно с полюсными наконечниками, так как при этом точка отхода линии возврата повышается и магнит в случае стабилизации размыканием цепи используется лучше. Физически это объясняется тем, что проводимость свободного магнита с полюсными наконечниками (арматурой) выше, а проводимость рассеяния ниже, чем без арматуры.

4.4.* РЕЖИМЫ РАБОТЫ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ГЕНЕРАТОРОВ

Холостой ход

При холостом ходе генератора н. с. на поверхности полюса, т. е. свободная н. с., расходуется на преодоление падения магнитного потенциала в магнитной цепи, за исключением самого постоянного

* См. § 4.7.

магнита. Падение магнитного потенциала в общем случае равно

$$F_0 = U_\delta + U_{щ} + \sum U_i. \qquad (4.19)$$

Здесь $U_\delta = 0{,}8\delta' B_\delta$ — падение в активном воздушном зазоре;
$U_{щ} = 0{,}8\delta_{щ} B_{щ}$ — падение в неактивной воздушной щели;
$\sum U_i = U_з + U_я + U_к + U_j$ — падение в стальных магнитно-мягких участках магнитной цепи;
$U_з$ и $U_я$ — падение в зубцах и сердечнике якоря;
$U_к$ и U_j — падение в когтях (полюсных наконечниках) и в полюсном колесе.

Зависимость $\Phi = f(F)$ или $E = \varphi(F)$ близка к прямой линии, так как насыщение магнитной цепи магнитоэлектрических машин обычно невелико. Если ее принять за прямую и рассматривать падения в щели как часть общего падения во вторичной магнитной цепи, то

$$F_0 = 0{,}8 B_\delta \left(\delta' + \frac{\sum U_i}{0{,}8 B_\delta}\right) = 0{,}8\delta'' B_\delta. \qquad (4.20)$$

Здесь $\delta'' = k_\delta \delta + 1{,}25 (\sum U_i / B_\delta)$ *см* — приведенный расчетный воздушный зазор с учетом падения магнитного потенциала во всей магнитной цепи машины, кроме постоянного магнита;

$$B_\delta = \frac{\Phi}{S_\delta} = \frac{\Phi}{\alpha' \tau l} \; [гс] \qquad (4.21)$$

— наибольшая индукция в воздушном зазоре при холостом ходе;

$$\Phi = \frac{E \cdot 10^8}{4 k_ф k_0 w f} \; [мксв] \qquad (4.22)$$

— полезный поток в воздушном зазоре, наводящий э. д. с. якоря E;

$\alpha' = b'/\tau$ — расчетное полюсное деление, которое в общем случае равно

$$\alpha' = \alpha k_\alpha + \frac{4}{\frac{\tau}{\delta} + \frac{6}{1-\alpha} \frac{\delta_{max}}{\delta}}. \qquad (4.23)$$

При одинаковом воздушном зазоре, т. е. $\delta = \delta_{max}$,

$$\alpha' = \alpha + \frac{4}{\frac{\tau}{\delta} + \frac{6}{1-\alpha}}. \qquad (4.24)$$

Коэффициент $k_\alpha = f(\delta_{max}/\delta)$ определяется по табл. 4. 2.

Таблица 4.2

К расчету полюсного перекрытия

$\frac{\delta_{max}}{\delta}$	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
k_α	1,0	0,85	0,77	0,71	0,66

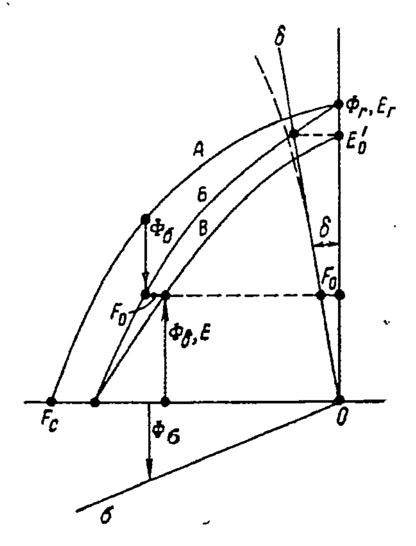
В диаграмме магнита (фиг. 4.22) прямая холостого хода изобразится линией $O\delta$, проходящей под углом δ к оси ординат. Тангенс угла наклона характеристики холостого хода равен расчетному магнитному сопротивлению воздушного зазора R_δ, т. е.

$$\operatorname{tg}\delta=\frac{F_0}{\Phi_\delta}=\frac{0{,}8\delta'' B_\delta}{S_\delta B_\delta}=0{,}8\frac{\delta''}{\alpha'\tau l}=R_\delta, \qquad (4.25)$$

где $S_\delta=\alpha'\tau l$ — расчетное сечение воздушного зазора.

Расчетное магнитное сопротивление воздушного зазора можно получить также из выражения

$$R_\delta=\frac{l_\delta}{\mu S_\delta}=0{,}8\frac{\delta''}{\alpha'\tau l}. \qquad (4.26)$$



Фиг. 4.22. Диаграмма магнита при холостом ходе.

$O\delta$—линия холостого хода; $O\sigma$—линия рассеяния. Кривая В получена вычитанием абсцисс кривой Б и прямой $O\delta$.

Фиг. 4.23. Диаграмма холостого хода при стабилизации «воздухом».

1—кривая холостого хода с учетом насыщения. x—точка холостого хода при работе на линии возврата.

Если намагнитить ротор, расположенный в машине, то якорь при холостом ходе разовьет э. д. с., соответствующую ординате OE'_{01} (фиг. 4.23); если же ротор намагнитить вне машины, то на-

пряжение холостого хода определится ординатой OE_{01}. Снижение напряжения холостого хода на величину $E'_{01}—E_{01}$ произошло вследствие того, что во втором случае магнит стабилизирован «воздухом» и работает на линии возврата.

Из фиг. 4. 23 следует, что замена реальной кривой холостого хода (1) прямой линией (2) приводит к некоторому завышению э. д. с. холостого хода.

Рабочий режим

При нагрузке магнитоэлектрической машины, работающей в режиме генератора или двигателя, в якоре возникает ток, который в общем случае образует продольную и поперечную составляющие н. с. реакции якоря.

Характер реакции якоря в машинах постоянного тока определяется положением щеток по отношению к нейтрали, а в машинах переменного тока — коэффициентом мощности нагрузки.

В магнитоэлектрических машинах явление реакции якоря имеет принципиально иной характер, чем в машинах с электромагнитным возбуждением.

Принципиальное различие состоит в том, что в машинах с электромагнитным возбуждением реакция якоря обратима, т. е. она действует только в момент протекания тока в якоре и ее влияние исчезает целиком, не оставляя остаточного действия при снятии нагрузки. Таким образом, имеет место упругая деформация магнитного поля (без остаточных его деформаций).

В магнитоэлектрических машинах реакция якоря при известных условиях необратима, т. е. при снятии нагрузки (тока якоря) магнит оказывается размагниченным под влиянием ранее действовавшей реакции якоря. Следовательно, в данном случае имеет место остаточная неупругая деформация магнитного поля. Чтобы избежать остаточных деформаций магнитного поля, магнитоэлектрические машины подвергают стабилизации, т. е. действию размагничивающего поля, величина которого превосходит наибольшее значение поля, возможное в процессе работы.

Рассмотрим явление реакции якоря в машинах постоянного и переменного тока.

Поперечная составляющая реакции якоря. Поперечный поток реакции якоря в машинах с электромагнитным возбуждением деформирует (искажает) магнитное поле в воздушном зазоре машины, усиливая намагничивание одной половины полюсного наконечника и ослабляя другой.

Вследствие явления насыщения искажение поля приводит к некоторому снижению потока в машине, что учитывается соответствующим повышением н. с. возбуждения.

В магнитоэлектрических машинах, роторы которых выполняются без полюсных наконечников (фиг. 4. 24, *а* и 4. 25, *а*), поперечный

поток $\Phi_{яq}$ от поперечной составляющей н. с. реакции якоря всегда будет меньше, чем тот же поток в аналогичных машинах с электромагнитным возбуждением.

Это объясняется тем, что в этих машинах сопротивление поперечному потоку реакции якоря больше, чем в машинах с электромагнитным возбуждением. В самом деле,

$$\Phi_{я\,q}=\frac{F_{я\,q}}{R_q},$$

где $R_q=R_\delta+R_м+R_{с.я}$ — магнитное сопротивление магнитопровода в поперечной оси (на один полюс);

R_δ — магнитное сопротивление воздушного зазора;

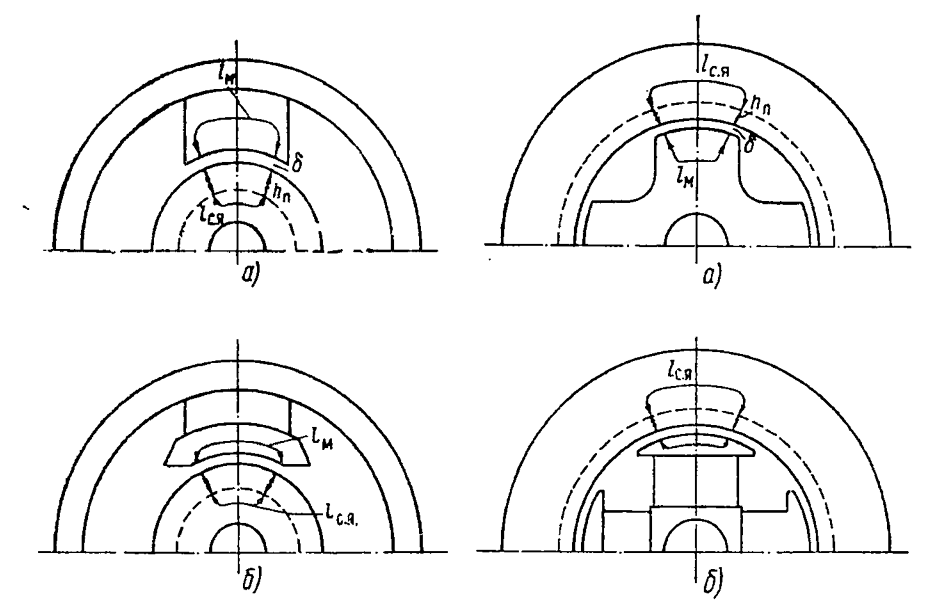
$R_м$ — магнитное сопротивление вещества магнита в направлении, перпендикулярном оси основного поля;

$R_{с.я}$ — магнитное сопротивление зубцов и сердечника якоря,

$F_{я\,q}$ — поперечная составляющая н. с. якоря.

Магнитное сопротивление вещества магнита $R_м=l_м/\mu S_м$ велико, так как проницаемость магнитного материала

$$\mu\approx 0{,}5\frac{B_r}{H_c}=3\div 12,$$



Фиг. 4. 24. Поперечное поле реакции якоря в магнитоэлектрических машинах постоянного тока.

а—без полюсных наконечников, *б*—с полюсными наконечниками.

Фиг. 4. 25. Поперечное поле реакции якоря в магнитоэлектрических машинах переменного тока.

а—без полюсных наконечников, *б*—с полюсными наконечниками.

т. е. только в 3÷12 раз больше, чем проницаемость воздуха, и в 100÷1000 раз меньше, чем проницаемость стали полюсного наконечника. В то же время магнитное сопротивление полюсного наконечника из мягкой стали в машинах с электромагнитным возбуждением столь мало, что им всегда пренебрегают.

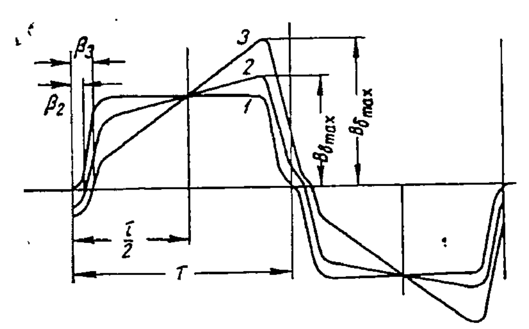
Таким образом, поперечные потоки электромагнитных и магнитоэлектрических машин при одинаковых условиях будут относиться как сопротивления

$$\frac{\Phi_{я\,q\,э}}{\Phi_{я\,q\,м}} = 1 + \frac{R_м}{R_\delta + R_{с.я}},$$

т. е. *поперечный поток* $\Phi_{я\,q}$ *от поперечной составляющей н. с. реакции якоря* $F_{я\,q}$ *в магнитоэлектрических машинах (без полюсных наконечников) всегда меньше поперечного потока в таких же машинах с электромагнитным возбуждением.*

В магнитоэлектрических машинах постоянного тока это приводит к тому, что магнитное поле в воздушном зазоре меньше искажено, т. е. будут меньшими степень возрастания максимума индукции в воздушном зазоре и смещение физической нейтрали β (фиг. 4. 26).

Это обстоятельство благоприятно отражается на коммутации машины и позволит несколько повысить линейную нагрузку и полюсное перекрытие, что приводит к некоторому уменьшению размеров машины.



Фиг. 4. 26. Искажение поля в воздушном зазоре машины постоянного тока от поперечной реакции якоря.

1—кривая поля при холостом ходе; 2—кривая поля при рабочем режиме магнитоэлектрической машины; 3—кривая поля при рабочем режиме машины с электромагнитным возбуждением (β3>β2).

В магнитоэлектрических машинах переменного тока снижение магнитной проводимости поперечного потока реакции якоря приводит к снижению величины синхронной индуктивности реакции якоря в поперечной оси $x_{я\,q}$.

Если магнитоэлектрическая машина переменного тока выполнена так, что она имеет полюсные наконечники из мягкой стали (фиг. 4. 25, *б*) достаточной высоты, то поперечная реакция якоря действует так же, как в синхронных машинах с электромагнитным возбуждением. В этом случае учет реакции якоря производится обычным способом.

Если машина выполнена без полюсных наконечников, с ротором типа «звездочка» (фиг. 4. 25, *а*), то определение влияния поперечной реакции якоря сложно, так как магнитная проницаемость мате-

риала магнита мала и ее необходимо учесть. Как показывают исследования, поперечное поле реакции якоря в этих машинах мало по сравнению с продольным; оно намагничивает магниты перпендикулярно первоначальному намагничиванию и практически не изменяет величину главного потока и потока рассеяния.

Реактивность поперечного поля определяется известным выражением

$$x_q = x_{я\,q} + x_s,$$

где x_s — реактивность полей рассеяния;

$x_{я\,q}$ — реактивность поперечного поля реакции якоря, равная

$$x_{я\,q} = \frac{E}{I}\frac{F_я}{U_\delta} k_q k'_{з.в} = (x_{я\,q})_э k'_{з.в}. \qquad (4.27)$$

Здесь $k'_{з.в} \approx \frac{\alpha}{1+0{,}25\, b_м/\delta' \mu_в}$ — коэффициент, учитывающий уменьшение индуктивности $x_{я\,q}$ вследствие увеличения магнитного сопротивления по пути поперечного потока в машине, имеющей ротор типа „звездочка", т. е. без полюсных наконечников.

Продольная составляющая реакции якоря. В машинах постоянного тока со щетками, расположенными на нейтрали, продольная составляющая н. с. якоря отсутствует. В синхронных машинах она определяется известным выражением

$$F_{я\,d} = 0{,}45 m \frac{I_d w_э}{p} k_d.$$

В магнитоэлектрических машинах влияние продольной н. с. якоря на основное поле зависит от способа намагничивания магнита.

Если намагничивание произведено в собранной машине, то точка холостого хода R (фиг. 4. 27, a) будет находиться на пересечении кривой размагничивания (с учетом рассеяния) $Б$ и линии проводимости холостого хода OR.

Режиму холостого хода (до стабилизации) соответствует поток (индукция) в воздушном зазоре Φ'_0 (B'_0) и э. д. с. на зажимах генератора E'_0.

Если впервые нагрузить генератор так, что наибольшее значение продольной составляющей реакции якоря будет равно $F_{я\,dk}$, то, проведя линию параллельно OR, можно получить точку A_1 на линии потока Φ_δ и точку A_0 на кривой размагничивания, являющуюся точкой отхода линии возврата A_0L (построена по коэффициенту возврата $\mu_в$).

Так как точка A_1 соответствует наибольшему значению реакции якоря, то работа машины будет происходить по линии A_1L, которая является линией возврата с учетом рассеяния.

Очевидно, **напряжение машины** при холостом ходе после воздействия реакции якоря E_0 будет ниже, чем напряжение машины при холостом ходе до воздействия реакции якоря E_0', т. е. $E_0' > E_0$.

Рабочий режим машины в зависимости от нагрузки определяется прямой A_1X. Точка N соответствует нагрузке машины продольным током $I_{d\ ном}$.

В рассматриваемом случае, *когда магнит намагничен в собранном виде, реакция якоря размагничивает машину, т. е. неупруго деформирует магнитное поле, и рабочая точка лежит ниже точки* R.

Если намагничивание производится вне машины, то следует рассмотреть случаи, когда проводимость свободного магнита меньше проводимости короткого замыкания и, следовательно, размагничивающее действие реакции якоря меньше размагничивающего действия свободного магнита (фиг. 4. 27, *б*), а также, когда проводимость свободного магнита больше проводимости короткого замыкания и, следовательно, при коротком замыкании происходит дальнейшее размагничивание магнита (фиг. 4. 27, *в*).

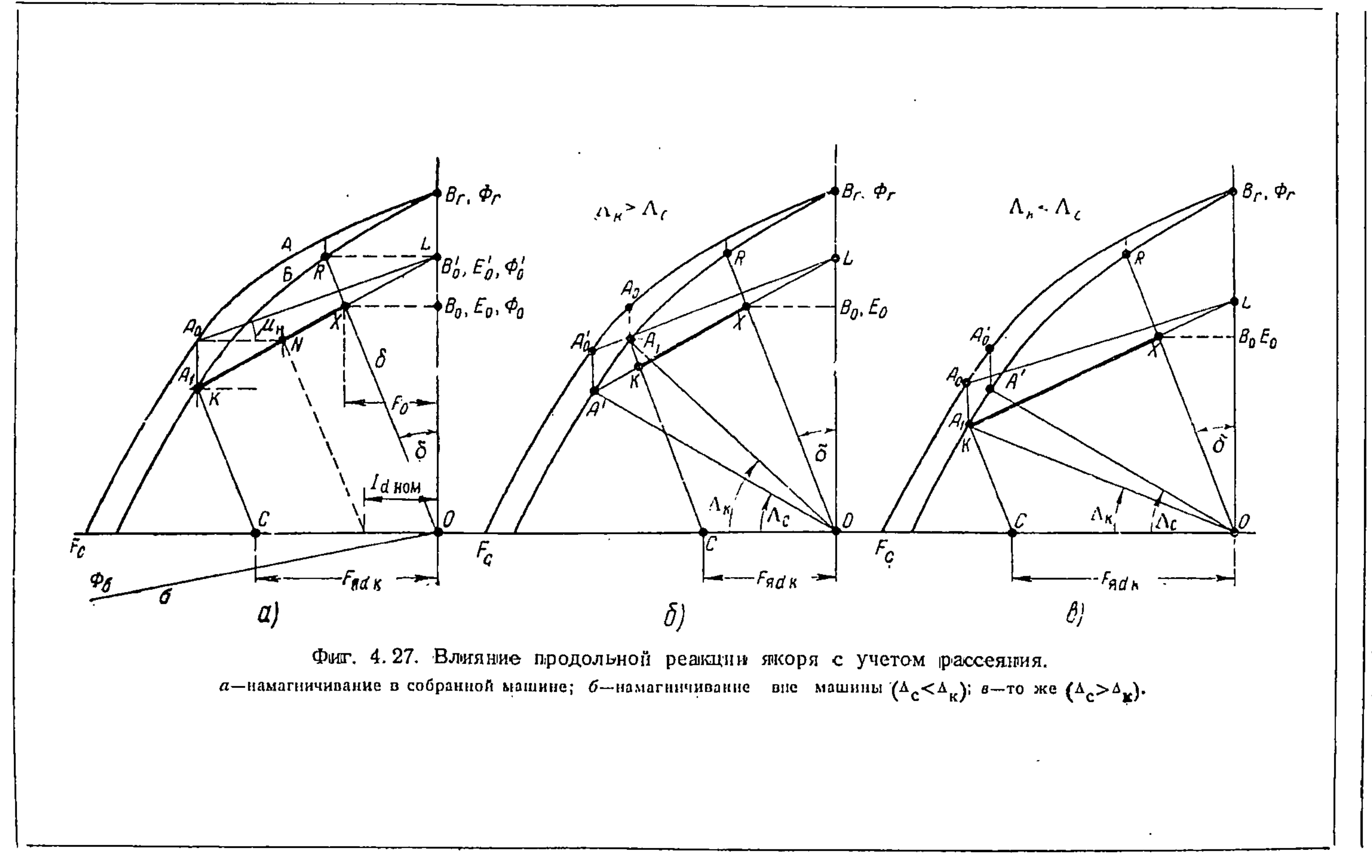
В первом случае, когда реакция якоря мала, точку отхода линии возврата определяет проводимость свободного магнита (точка A'_0), которая меньше, чем проводимость магнита при коротком замыкании, т. е. $\Lambda_c < \Lambda_к$, и, следовательно, при изменении тока якоря от 0 до $I_к$ рабочая точка будет перемещаться по линии KX от точки X, соответствующей холостому ходу, до точки K, соответствующей короткому замыканию. Итак, в данном случае *реакция якоря при коротком замыкании не дает остаточной деформации магнитного потока полюсов.*

Во втором случае, когда н. с. реакции якоря велика и проводимость магнита при коротком замыкании меньше, чем проводимость воздушного зазора ($\Lambda_c > \Lambda_к$), точку отхода линии возврата A_0 определяет проводимость магнита при коротком замыкании. Следовательно, в этом случае *реакция якоря дает остаточную деформацию магнитного поля.*

Если проводимость свободного магнита меньше проводимости короткого замыкания, то имеет смысл при монтаже и демонтаже магнита для повышения степени использования применить магнитный шунт. В случае $\Lambda_c > \Lambda_к$ магнитный шунт не применяется, так как реакция якоря размагничивает магнит сильнее, чем размагничивающее влияние концов свободного магнита.

Диаграммы магнита (см. фиг. 4. 27) удобно изображать, как показано на фиг. 4. 28.

Здесь линия kX дает зависимость э. д. с. машины от н. с. (тока) якоря или линию возврата с учетом потока рассеяния и падения в магнитной цепи; линия KA_1 — падение в магнитной цепи при коротком замыкании; линия A_1A_0 — поток рассеяния при коротком



Фиг. 4.27. Влияние продольной реакции якоря с учетом рассеяния.

а—намагничивание в собранной машине; *б*—намагничивание вне машины ($\Lambda_c<\Lambda_к$); *в*—то же ($\Lambda_c>\Lambda_к$).

замыкании. Холостому ходу соответствует точка X на оси ординат при $F(I)=0$. Короткому замыканию соответствует точка K при $F_{d\,к}(I_{d\,к})$.

Продольная реактивность реакции якоря $(x_{я\,d})_{м.э}$ магнитоэлектрических машин ниже, чем в машинах с электромагнитным возбуждением $(x_{я\,d})_{э.м}$, так как на пути $\Phi_{я\,d}$ включено сопротивление постоянного магнита.

Из схемы замещения (фиг. 1.59, *а*) следует, что

$$\overset{*}{x}_{я\,d}=\overset{*}{\Lambda}_{\delta}\,\frac{\overset{*}{\Lambda}_{м}+\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}}{\overset{*}{\Lambda}_{м}+\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}+\overset{*}{\Lambda}_{\delta}}=\overset{*}{x}_{\delta}\,\frac{\overset{*}{x}_{м}+\overset{*}{x}_{\sigma}}{\overset{*}{x}_{м}+\overset{*}{x}_{\sigma}+\overset{*}{x}_{\delta}}\,.$$

Таким образом, в отличие от машин с электромагнитным возбуждением, у которых $(\overset{*}{x}_{я\,d})_{э.м}=\overset{*}{x}_{\delta}=\overset{*}{\Lambda}_{\delta}$, т. е. зависит от магнитной проводимости воздушного зазора, отношение $(x_{я\,d})_{м.э}$, кроме того, зависит от проводимости магнита $\overset{*}{x}_{м}=\overset{*}{\Lambda}_{м}$ и рассеяния полюсов $\overset{*}{x}_{\sigma}=\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}$.

Если отношение $\overset{*}{x}_{\delta}/(\overset{*}{x}_{\sigma}+\overset{*}{x}_{м})=1\div 19$, то $(x_{я\,d})_{м.э}/(x_{я\,d})_{э.м}=$ $=0{,}5\div 0{,}05$. Обычно $(x_{я\,d})_{м.э}$ снижается в большей степени, чем $(x_{я\,q})_{м.э}$, и поэтому $(x_{я\,q})_{м.э}\geqslant(x_{я\,d})_{м.э}$, в то время как $(x_{я\,d})_{э.м}>$ $>(x_{я\,q})_{э.м}$.

Полная относительная диаграмма магнита. Если построить характеристику магнита — кривую размагничивания — в относительных координатах $\overset{*}{B}=B/B_r$ и $\overset{*}{H}=H/H_c$, приняв B_r и H_c за единицу, то можно получить нормальную относительную характеристику (относительную гиперболу), пригодную для всех типов материала постоянных магнитов (с учетом различия масштабов для каждого типа материала).

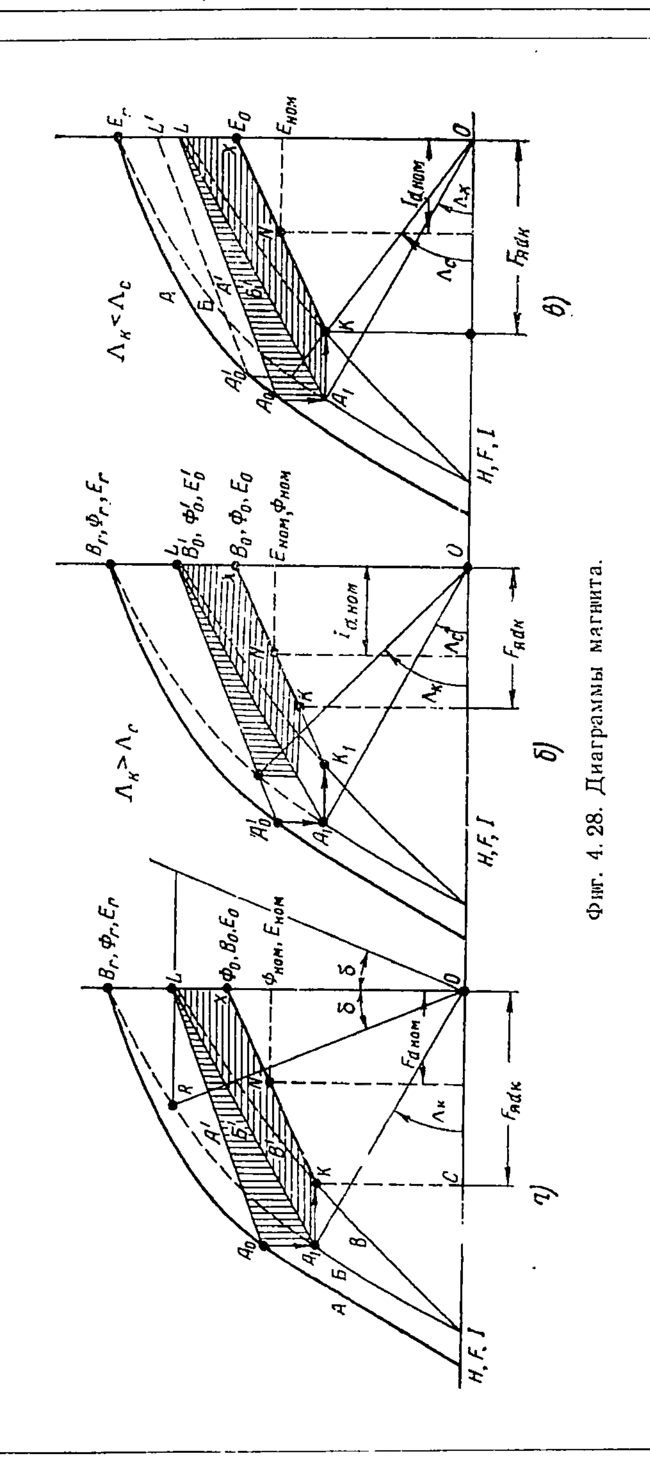
Относительную характеристику магнита аппроксимируют в виде относительной гиперболы.

$$\overset{*}{B}=\frac{1-\overset{*}{H}}{1-\dfrac{\overset{*}{H}}{\overset{*}{B}_s}}=\overset{*}{B}_s\,\frac{1-\overset{*}{H}}{\overset{*}{B}_s-\overset{*}{H}}\,,$$

где

$$\overset{*}{B}_s=\frac{B_s}{B_r}\,,$$

B_s — индукция насыщения.



Фиг. 4. 28. Диаграммы магнита.

Исходными единичными величинами относительной диаграммы являются:
индукция и поток

$$B_r=1,\ \Phi_r=B_r S_м=1;$$

э. д. с.

$$E_r=4k_ф k_0 w f \Phi_r \cdot 10^{-8}=1;$$

коэрцитивная сила и н. с.

$$H_c=1,\ F_c=0{,}8H_c h_м=1,$$

ток якоря

$$I_c=\frac{pF_c}{0{,}45mk_d k_0 w}=1,$$

полное сопротивление

$$z_c=\frac{E_r}{I_c}=1;$$

магнитное сопротивление и проводимость

$$R_r=\frac{F_c}{\Phi_r}=1 \text{ и } \Lambda_r=\frac{\Phi_r}{F_c}=1;$$

магнитная проницаемость

$$\mu_r=\frac{B_r}{H_c}=1;$$

фиктивная удельная магнитная энергия

$$A_c=\frac{B_r H_c}{8\pi}=\frac{\Phi_r F_c}{20V'_м}=1 \ эрг/см^3,$$

где $V'_м=h_м S_м$ — объем одного полюса;

фиктивная мощность магнита

$$S_c=mI_c E_r=\frac{4}{4{,}5}\frac{k_ф}{k_d}\frac{p\Phi_r}{1000}\frac{F_c}{100}\frac{f}{100}=1.$$

В относительной диаграмме магнита тангенс наклона линии рассеяния равен относительному значению проводимости рассеяния Λ_σ^*, т. е.

$$\operatorname{tg}\sigma=\frac{\Phi_\sigma}{\Phi_r}:\frac{F}{F_c}=\frac{H_c}{B_r}\frac{h_м}{b_м}\lambda_{\sigma 1}=\frac{\Lambda_\sigma}{\Lambda_r}=\overset{*}{\Lambda}_\sigma, \tag{4.28}$$

а тангенс наклона характеристики холостого хода равен относительному значению расчетного сопротивления воздушного зазора

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{F_0}{F_c} : \frac{\Phi_\delta}{\Phi_r} = \frac{B_r}{H_c}\frac{S_м}{S_\delta}\frac{\delta''}{h_м} = \frac{R_\delta}{R_r} = \overset{*}{R}_\delta, \tag{4.29}$$

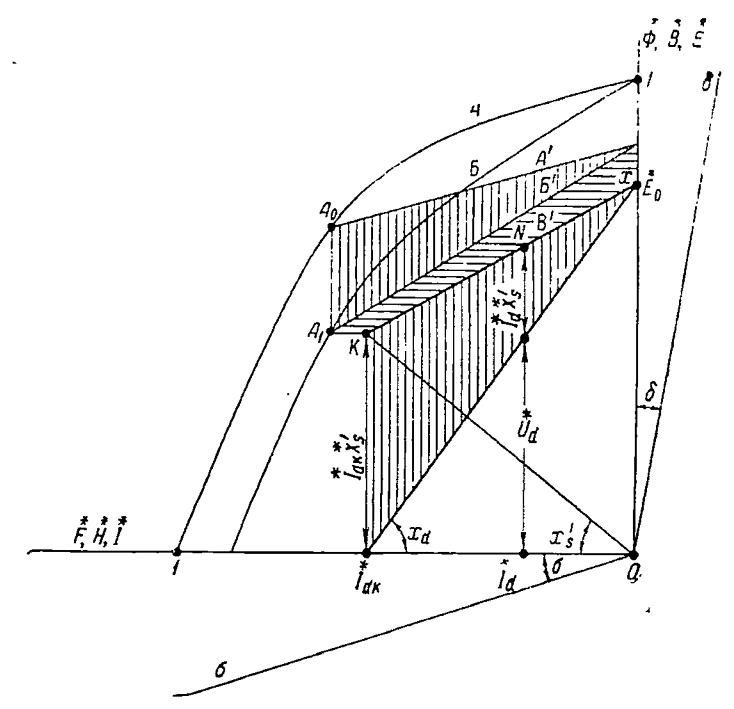
где $S_м = b_м l_м$ — сечение магнита;

S_δ — расчетное сечение воздушного зазора;

$h_м$ — длина магнита по пути намагничивания (на один полюс);

$b_м$ — ширина магнита;

$l_м$ — аксиальная длина магнита, $\Lambda_{\sigma 1} = \Lambda_\sigma^{\prime}/l_м$.



Фиг. 4.29. Полная относительная диаграмма магнита.

На фиг. 4.29 приведена полная относительная диаграмма магнита для электрической машины явнополюсного исполнения без полюсных наконечников (типа „звездочка"). На диаграмме: A — кривая размагничивания без учета рассеяния, т. е. $\Phi = \varphi(F)$ или $\overset{*}{\Phi} = \varphi(\overset{*}{F})$; $Б$ — кривая размагничивания с учетом рассеяния; т. е. $\Phi_\delta = \varphi(F)$ или $\overset{*}{\Phi}_\delta = \varphi(\overset{*}{F})$; B' — то же с учетом падения магнит-

ного потенциала магнитной цепи, т. е. с учетом кривой холостого хода.

Здесь и ниже индекс * означает относительное значение величины, т. е.

$$\overset{*}{\Phi}=\frac{\Phi}{\Phi_r}, \quad \overset{*}{\Phi}_\delta=\frac{\Phi_\delta}{\Phi_r}, \quad \overset{*}{F}=\frac{F}{F_c} \text{ и т. д.}$$

Точка k соответствует состоянию магнита при коротком замыкании, если координаты ($I_{d\,к}$, $E_{d\,к}$) точки k выражают соответственно продольную составляющую тока короткого замыкания и э. д. с. по продольной оси при коротком замыкании, равную

$$E_{d\,к}=\dot{I}_{d\,к}\left(x_s+\frac{R_я^2}{x_q}\right)=I_{d\,к}x'_s \; в \tag{4.30}$$

при учете активного сопротивления обмотки якоря $R_я$ или $E_{d\,к}\approx I_{d\,к}x_s$, так как $x'_s\approx x_s$, если $R_я$ мало.

Поперечная индуктивность при токе I может быть определена непосредственно из диаграммы по кривой δ как

$$x_{я\,q}=\frac{E_q}{I}=z_c \operatorname{ctg}\delta k_q k'_{зв}, \tag{4.31}$$

так как $\overset{*}{E}_q=k_q k'_{зв}\overset{*}{F}_я \operatorname{ctg}\delta$ и $\overset{*}{I}_я=\overset{*}{F}_я$.

Линия A', построенная под углом $\operatorname{tg}\mu$ к оси абсцисс, является прямой возврата, а $Б'$ — линией возврата с учетом рассеяния.

Прямая B' — линия возврата с учетом падения магнитного потенциала во внешней магнитной цепи, является внутренней характеристикой машины, т. е. зависимостью э. д. с. машины по продольной оси от продольной составляющей тока якоря; получается в результате вычитания из абсцисс прямой $Б'$ соответствующих абсцисс кривой холостого хода. Если принять, что машина не насыщена, то линия B' будет прямой.

Точка $\overset{*}{E}_0$ соответствует стабилизированному значению э. д. с. генератора при холостом ходе, точка $\overset{*}{I}_{d\,к}$ — короткому замыканию машины, когда напряжение на зажимах равно нулю и вся э. д. с. расходуется на падение в сопротивлении $\overset{*}{x}{}'_s$ от тока $\overset{*}{I}_{d\,к}$. Таким образом, линия $\overset{*}{I}_{d\,к}\overset{*}{E}_0$ есть внешняя характеристика генератора при чисто индуктивной нагрузке, т. е.

$$\overset{*}{U}_d=\overset{*}{E}_d-\overset{*}{I}_d\overset{*}{x}{}'_s=\varphi(\overset{*}{I}).$$

Итак, для произвольного значения продольного тока якоря из относительной диаграммы определятся:

а) продольная составляющая напряжения статора $\overset{*}{U}_d$,

б) продольное падение напряжения в обмотке статора $\overset{*}{I}_d \overset{*}{x}'_s$,

в) падение магнитного потенциала в магнитном контуре — зубцы, сердечник, зазор — $\overset{*}{U}_0$;

г) поток рассеяния полюсов $\overset{*}{\Phi}_\sigma$.

Если машина слабо насыщена, то характеристики $Б'$, $В'$ и $\overset{*}{I}_{d\,к}\overset{*}{E}_0$ — прямые линии. В этом случае продольная реактивность машины может быть определена из диаграммы как

$$x_d = \frac{E_0}{I_{d\,к}}.$$

В относительной форме продольная реактивность изобразится в виде

$$\overset{*}{x}_d = \frac{\overset{*}{E}_0}{\overset{*}{I}_{d\,к}} = \frac{x_d}{z_c} = \operatorname{tg} x_d. \qquad (4.32)$$

Порядок построения относительной диаграммы магнита следующий:

— наносят в относительных единицах во втором квадранте кривую намагничивания A, в третьем квадранте — линию рассеяния σ и в первом квадранте — кривую холостого хода δ;

— во втором квадранте строят кривые $Б$ и $В$;

— определяют положение точки k на пересечении кривой $В$ и линии Ok, проходящей под углом x'_s, к оси абсцисс, причем $\operatorname{tg} x'_s = x'_s/z_c$ и $x'_s = E_{d\,к}/I_{d\,к}$;

— откладывают линии KA_1 и A_1A_0 и находят точку отхода линии возврата A_0;

— наносят линию возврата A' по значению коэффициента возврата $\mu_в$;

— строят линии $Б'$ и $В'$;

— соединяя точки $I_{d\,к}$ и E'_0 получают внешнюю характеристику машины при чисто индуктивной нагрузке, т. е. зависимость

$$U_d = \varphi(I_d) \text{ при } \cos\varphi = 0.$$

Зная внешнюю характеристику при $\cos\varphi = 0$, можно найти зависимость $U = \varphi(I)$ для заданного значения $\cos\varphi$.

Рассмотрим подробнее уравнение фиктивной мощности магнита, учитывая, что

$$S_c = mI_cE_r = \frac{4}{0{,}45}\frac{k_ф}{k_d}10^{-8}(p\Phi_rF_cf) \equiv p\Phi_rF_cf,$$

где k_d — коэффициент продольной реакции якоря.

Таким образом, мощность, развиваемая магнитом, прямо пропорциональна остаточному потоку $p\Phi_r$, коэрцитивной силе F_c и частоте f.

Если при этом удельная фиктивная энергия магнита

$$A_c = \frac{B_r H_c}{8\pi} = \frac{\Phi_r F_c}{20 V_м}, \qquad (4.33)$$

то на основании (4.33) фиктивная мощность магнита

$$S_c = 0{,}89 \frac{k_ф}{k_d} 10^{-6} V_м A_c f \equiv V_м A_c f \equiv A_{c\,полн} f, \qquad (4.34)$$

где $V_м = 2ph_м S_м = 9\pi \frac{k_d}{k_ф} 10^6 \frac{S_c}{B_r H_c f}$ — полный объем магнита;

$A_{c\,полн} = A_c V_м$ — полная фиктивная энергия магнита.

Итак, фиктивная мощность, развиваемая магнитом, прямо пропорциональна полному объему магнита $V_м$, фиктивной удельной энергии магнита A_c и частоте f, либо прямо пропорциональна полной фиктивной энергии магнита и частоте.

Мощность, развиваемая магнитоэлектрическим генератором, является частью фиктивной мощности магнита, т. е.

$$S = mUI = Б S_c,$$

где

$$Б = \frac{mUI}{mE_r I_c} = \frac{UI}{E_0 I_к} \frac{E_0 I_к}{E_r I_c} = Б_1 Б_2$$

— коэффициент использования фиктивной энергии магнита, зависящий от свойства магнита ($\mu_в$, γ), допустимого падения напряжения $\Delta U = U/E_0$ и $\cos\varphi$.

Отношение $UI/E_0 I_к = \varphi(\Delta U, \cos\varphi)$ определяем, пользуясь векторной диаграммой напряжения, а максимальное значение $E_0 I_к / E_r I_c = \varphi_1(\mu_в, \gamma)$ — из диаграммы магнита (графически, либо аналитически, аппроксимируя кривую размагничивания).

Пользуясь (4.34), можно определить основные размеры магнитоэлектрической машины

$$D = \sqrt[3]{\frac{S}{\sigma_{м.э} \lambda f}}, \qquad (4.35)$$

где $\sigma_{м.э} \approx 3{,}5 \cdot 10^{-8} Б B_r H_c k_{з.м}$,

$$Б_1 \approx \Delta U^2 [\sqrt{\Delta U^{-2} - \cos^2\varphi} - \sin\varphi] \text{ при } R_я \approx 0 \text{ и } x_d \approx x_q;$$

$$Б_{2\,опт} \approx \rho_\delta \gamma - 0{,}5(\mu_в - 0{,}2); \; \rho_\delta = 0{,}9 \div 1{,}05 \text{ при } \overset{*}{\Lambda}_\delta = 4 \div 10;$$

$\lambda = l_м / D$ — конструктивный коэффициент;

$k_{з.м} = S_м / S_я$ — коэффициент заполнения поперечного сечения ротора магнитом.

Для ротора типа «звездочка»

$$k_{з.м}=\frac{S_м}{S_я}=\frac{2ph_м b_м}{\frac{\pi D^2}{4}}=4\alpha\frac{h_м}{D}=2\alpha p^{-\rho},$$

где $\alpha=b_м/\tau$ и $\rho<1$.

Для ротора с полюсными наконечниками из мягкой стали высотой h_p и $p\geqslant2$ (исходим из максимально возможного поперечного сечения магнита)

$$k_{з.м}=\frac{S_{м\,max}}{S_я}=\frac{p}{\pi}\left(\frac{D-2h_p}{D}\right)^2\operatorname{tg}\frac{90}{p}.$$

Увеличение p приводит к снижению $k_{з.м}$, особенно при переходе от $p=2$ к $p=3$. При $p>5$ $k_{з.м}\approx\text{const}$.

Из последнего выражения следует, что *мощность, развиваемая магнитоэлектрической машиной,* в *первом приближении не зависит от скорости вращения, а определяется частотой и полной энергией магнита.* Последнее отличает магнитоэлектрические машины от машин с электромагнитным возбуждением.

Короткое замыкание

Неустановившиеся режимы магнитоэлектрических машин оказывают существенное влияние на их работу в номинальном режиме, так как переходные токи могут остаточно ослабить магнит и исказить поле в воздушном зазоре.

Степень размагничивания магнита, т. е. точка отхода линии возврата, определяется наибольшим значением продольной составляющей н. с. якоря.

В синхронных генераторах и двигателях, работающих в электросистемах относительно большой мощности, наибольшее значение н. с. якоря будет иметь место в асинхронном режиме в момент, когда напряжение сети и э. д. с. синхронной машины смещены на угол 180°. Асинхронный режим синхронной машины имеет место при выпадении ее из синхронизма или в процессе синхронизации (асинхронный запуск синхронных двигателей, самосинхронизация синхронных генераторов).

Наибольшее значение установившегося тока, протекающего во внутренней цепи машины при синхронном режиме с малым скольжением, может быть определено уравнением

$$\dot{I}_{max}=\frac{\dot{E}_0+\dot{U}}{Z_г+Z_c} \quad \text{или} \quad I_{d\,max}=\frac{E_0+U}{x_{d\,г}+x_{d\,c}},$$

где индекс «*с*» относится к сопротивлениям сети.

Ток установившегося короткого замыкания на зажимах машины при возбуждении, соответствующем E_0, будет равен

$$I_к\approx\frac{E_0}{x_{d\,г}}.$$

Следовательно,

$$\frac{I_{d\,\max}}{I_{к}} = \frac{E_0 + U}{E_0}\,\frac{x_{d\,г}}{x_{d\,г} + x_{d\,с}} = \frac{1 + \frac{U}{E_0}}{1 + \frac{x_{d\,с}}{x_{d\,г}}}$$

и наибольшее значение продольной составляющей тока якоря

$$I_{d\,\max} = I_{к}\,\frac{1 + \frac{U}{E_0}}{1 + \frac{x_{d\,с}}{x_{d\,г}}}. \qquad (4.36)$$

При параллельной работе n генераторов одинаковой мощности, учитывая, что

$$Z_{с} = \frac{Z_{г}}{n-1} \text{ и } x_{d\,с} = \frac{x_{d\,г}}{n-1},$$

из (4. 36) получают

$$\frac{I_{d\,\max}}{I_{к}} = \left(1 + \frac{U}{E_0}\right)\frac{n-1}{n}. \qquad (4.37)$$

Если принять, что $E_0 = U$, то

$$\frac{I_{d\,\max}}{I_{к}} = 2\,\frac{n-1}{n}, \qquad (4.38)$$

т. е. при $n \to \infty$ кратность тока в неустановившемся режиме стремится к $I_{d\,\max}/I_{к} \to 2$, а при $n=2$; 3 и 4 кратность тока соответственно равна 1; 1,333 и 1,5.

Таким образом, *наиболее опасным режимом в отношении размагничивания синхронной машины (при работе генератором или двигателем) является работа на сеть большой мощности при смещении вектора э. д. с. генератора E_0 по отношению к вектору напряжения сети U на угол 180° в подсинхронном режиме.*

В магнитоэлектрических машинах постоянного тока наибольшая величина продольной составляющей н. с. якоря будет определяться положением щеток на нейтрали, а поперечная составляющая н. с. якоря будет наибольшей при ошибочном включении генератора на параллельную работу, либо при работе двигателя в режиме противотока.

Влияние характера короткого замыкания. Размагничивающее влияние н. с. якоря при коротком замыкании зависит от скорости нарастания тока короткого замыкания. При медленном нарастании н. с. якоря, т. е. когда короткозамкнутый генератор разворачивается с неподвижного положения или когда короткое замыкание осуществляется постепенным уменьшением сопротивления внешней цепи до нуля, величина тока короткого замыкания, а следовательно, и его размагничивающее действие опре-

деляются положением прямой возврата и э. д. с. холостого хода, возникающей после короткого замыкания.

Величина тока мгновенного короткого замыкания значительно превосходит ток установившегося короткого замыкания и определяется э. д. с., имевшей место до короткого замыкания.

Учитывая изложенное, *стабилизацию магнита производят мгновенным коротким замыканием, причем для получения устойчивой стабилизации число коротких замыканий должно быть не менее пяти.*

Влияние характера короткого замыкания сказывается особенно заметно при отсутствии успокоительных контуров в роторе.

Автором совместно с В. Г. Андреевым произведены исследования переходных режимов магнитоэлектрических генераторов однофазного и трехфазного тока с ротором типа «звездочка» с алюминиевой заливкой. Генераторы подвергались стабилизации размыканием магнитной цепи, постоянным током, симметричным и несимметричным, мгновенным и постепенным короткими замыканиями. После каждой стабилизации генератор вновь намагничивался. Для выяснения влияния вторичных успокоительных цепей исследования производились и при отсутствии алюминиевой заливки ротора.

На фиг. 4. 30 показана форма магнитного поля в воздушном зазоре при холостом ходе, когда стабилизация магнита произведена размыканием магнитной цепи, установившимся током двух- и трехфазного короткого замыкания, многократным мгновенным током двух- и трехфазного короткого замыкания, постоянным током.

Анализ приведенных осциллограмм показывает, что:

а) форма кривой магнитного поля при холостом ходе зависит от способа стабилизации магнита;

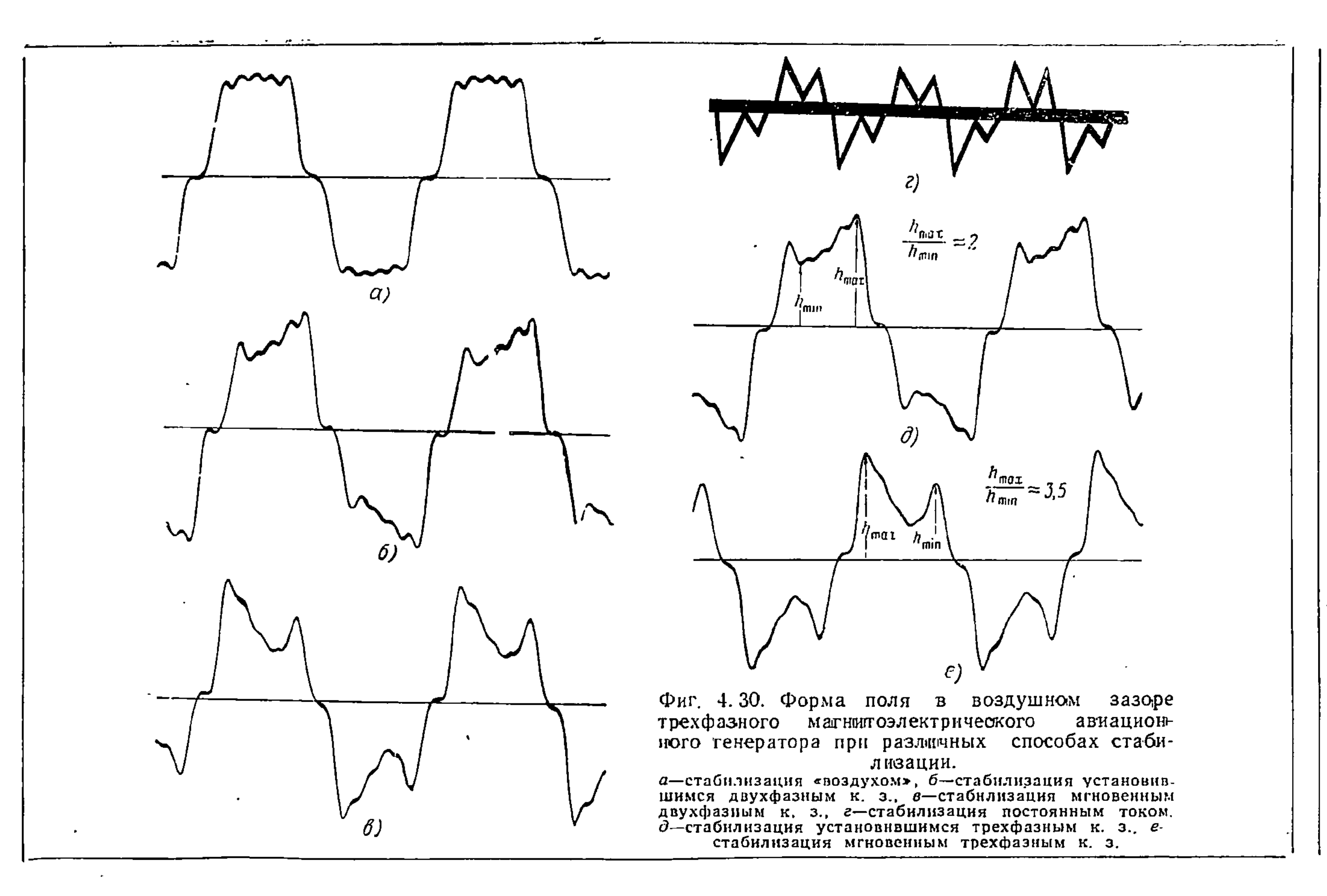
б) при стабилизации магнита размыканием магнитной цепи форма поля при холостом ходе не отличается от формы поля холостого хода машин с электромагнитным возбуждением;

в) при стабилизации током короткого замыкания или постоянным током кривая поля имеет несимметричную седловидную форму;

г) наибольшее размагничивание магнита и искажение поля имеет место при стабилизации постоянным током;

д) большое размагничивание и искажение поля, помимо стабилизации постоянным током, дает трехфазное мгновенное короткое замыкание.

Неравномерность поля в результате воздействия поперечного поля реакции якоря достигает двухкратного значения при стабилизации установившимся трехфазным коротким замыканием и 3,5-кратного значения при стабилизации мгновенным током короткого замыкания. Повышение неравномерности поля при мгновенном коротком замыкании объясняется увеличением провала кривой,



Фиг. 4.30. Форма поля в воздушном зазоре трехфазного магнитоэлектрического авиационного генератора при различных способах стабилизации.

а—стабилизация «воздухом», *б*—стабилизация установившимся двухфазным к. з., *в*—стабилизация мгновенным двухфазным к. з., *г*—стабилизация постоянным током, *д*—стабилизация установившимся трехфазным к. з., *е*—стабилизация мгновенным трехфазным к. з.

так как кратность мгновенного тока короткого замыкания больше кратности установившегося.

На фиг. 4. 31 показана форма кривой поля при номинальном токе, $\cos\varphi=0{,}96$ и $\cos\varphi=0{,}08$ и стабилизации размыканием магнитной цепи.

На фиг. 4. 32 показана форма кривой поля при установившихся двух- и трехфазном коротких замыканиях.

На фиг. 4. 33 приведены осциллограммы формы кривой э. д. с. при стабилизации размыканием магнитной цепи и током мгновенного трехфазного короткого замыкания.

Кривые показывают, что э. д. с. близка к синусоидальной форме, несмотря на значительное искажение кривой магнитного поля. Отметим, что испытуемая машина имела двухслойную обмотку с сокращенным шагом и дробное число пазов на полюс и фазу.

На фиг. 4. 34 приведены кривые поля при стабилизации размыканием магнитной цепи и током мгновенного короткого замыкания, а также кривая э. д. с. однофазной машины после стабилизации мгновенным коротким замыканием.

На фиг. 4. 35 показана осциллограмма мгновенного короткого замыкания трехфазного магнитоэлектрического генератора.

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы.

1. Для получения устойчивых характеристик магнитоэлектрических машин их необходимо (в общем случае) стабилизировать при холостом ходе и максимальной скорости вращения током мгновенного короткого замыкания.

2. В целях получения установившейся линии возврата и максимального тока короткого замыкания (особенно для однофазных машин) необходимо производить не менее пяти коротких замыканий.

3. «Потеря напряжения» от стабилизации зависит от параметров машины и эффективности успокоительных цепей ротора. Для роторов из сплава альниси, залитых алюминием, потеря напряжения составляет

$$\frac{E_0' - E_0}{E_0'} 100 = 10 \div 20\%$$

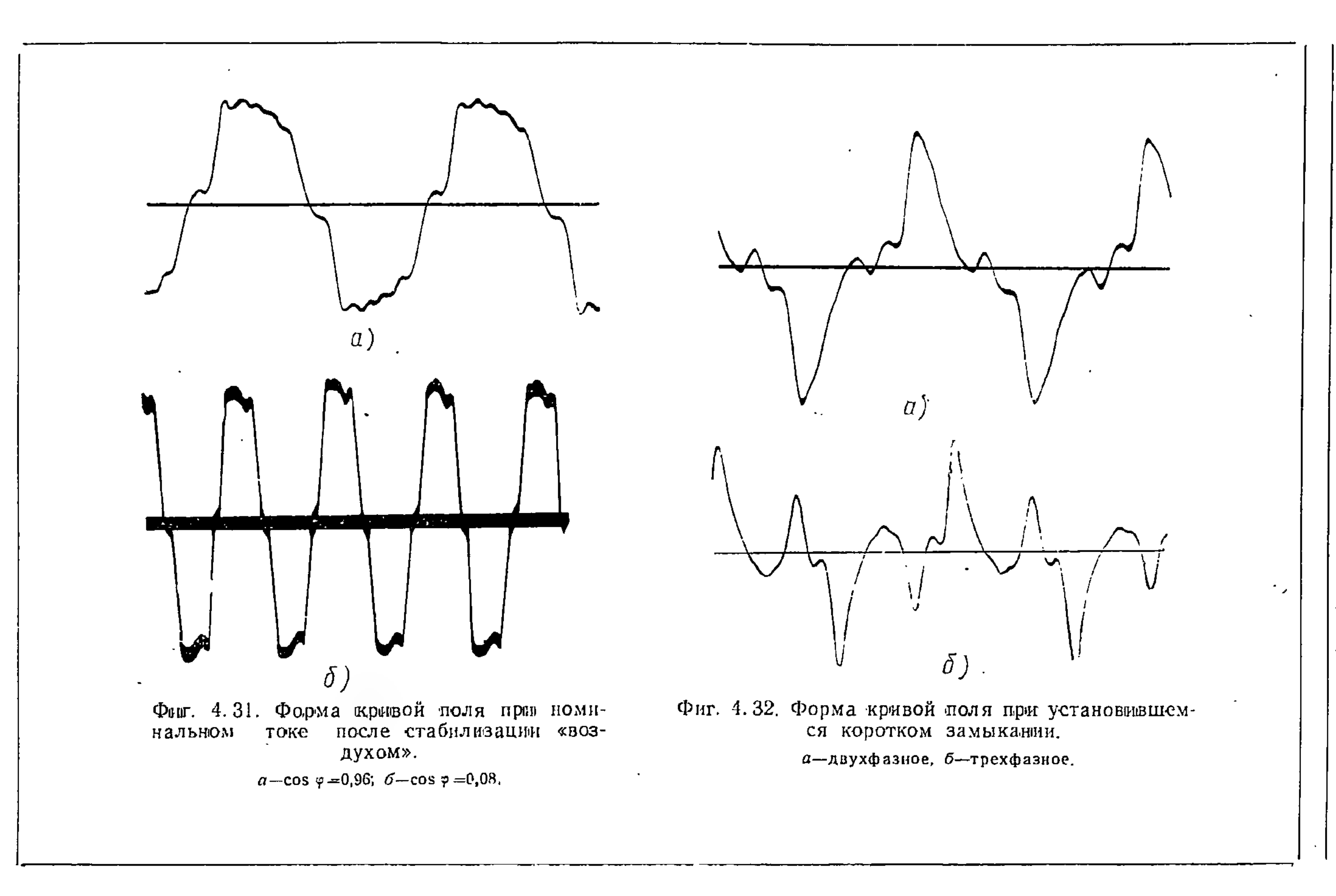
при

$$S_{\text{ном}} = 75 \div 500 \ \text{ва}.$$

4. В машинах с магнитами из сплава альниси—альнико проводимость короткого замыкания меньше, чем проводимость разомкнутой магнитной цепи, и поэтому они сохраняют свои свойства при демонтаже ротора без магнитных шунтов.

5. Калибровку напряжения (снижение ее значения до номинала) рационально производить, подавая постоянный ток в обмотку якоря при вращении ротора машины.

6. Наличие алюминиевой заливки снижает потерю напряжения примерно на 2÷20% при $S_{\text{ном}}=75\div500$ *ва* и, следовательно, соответственно повышает степень использования машины.

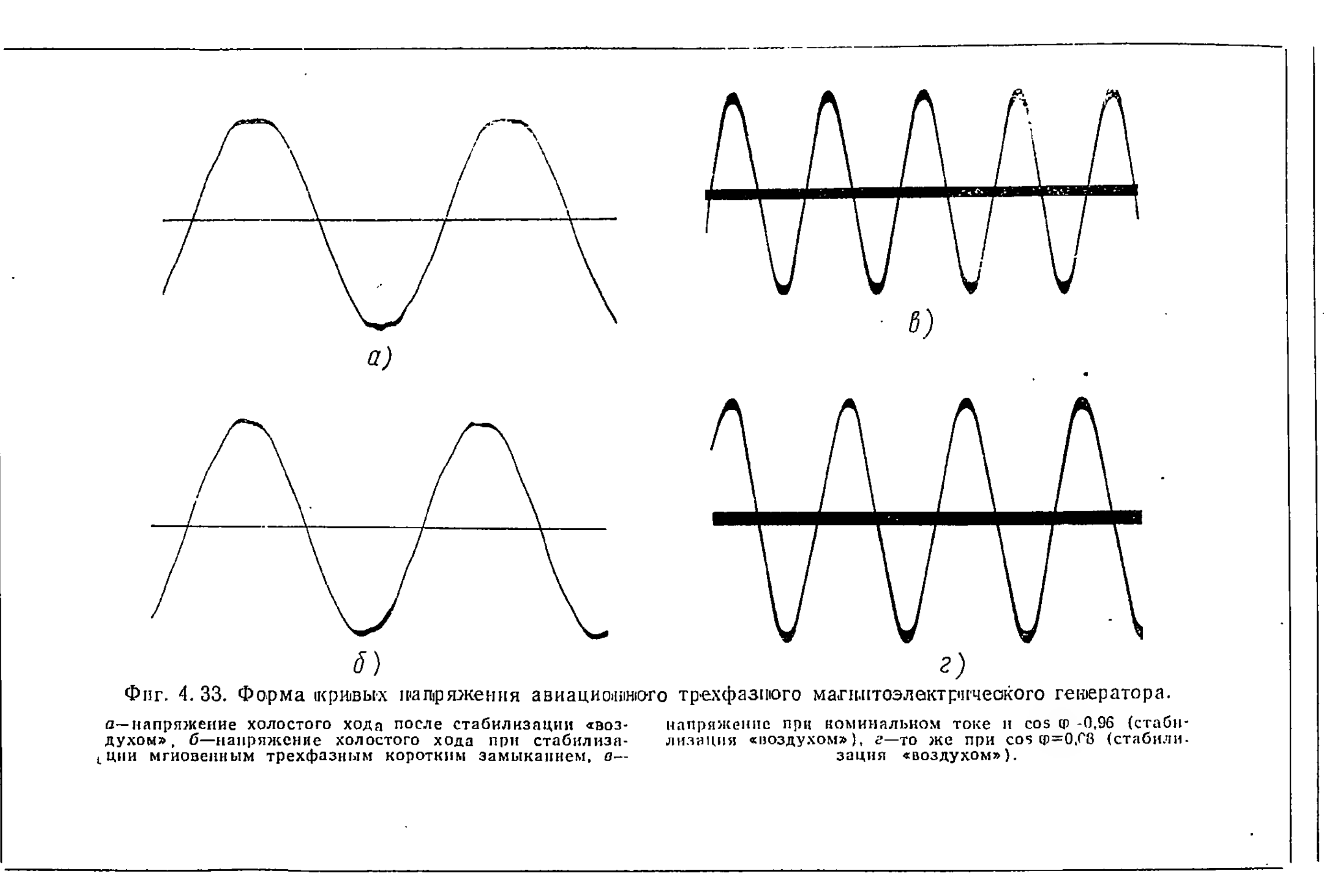


Фиг. 4.31. Форма кривой поля при номинальном токе после стабилизации «воздухом».

а—cos φ =0,96; *б*—cos φ =0,08.

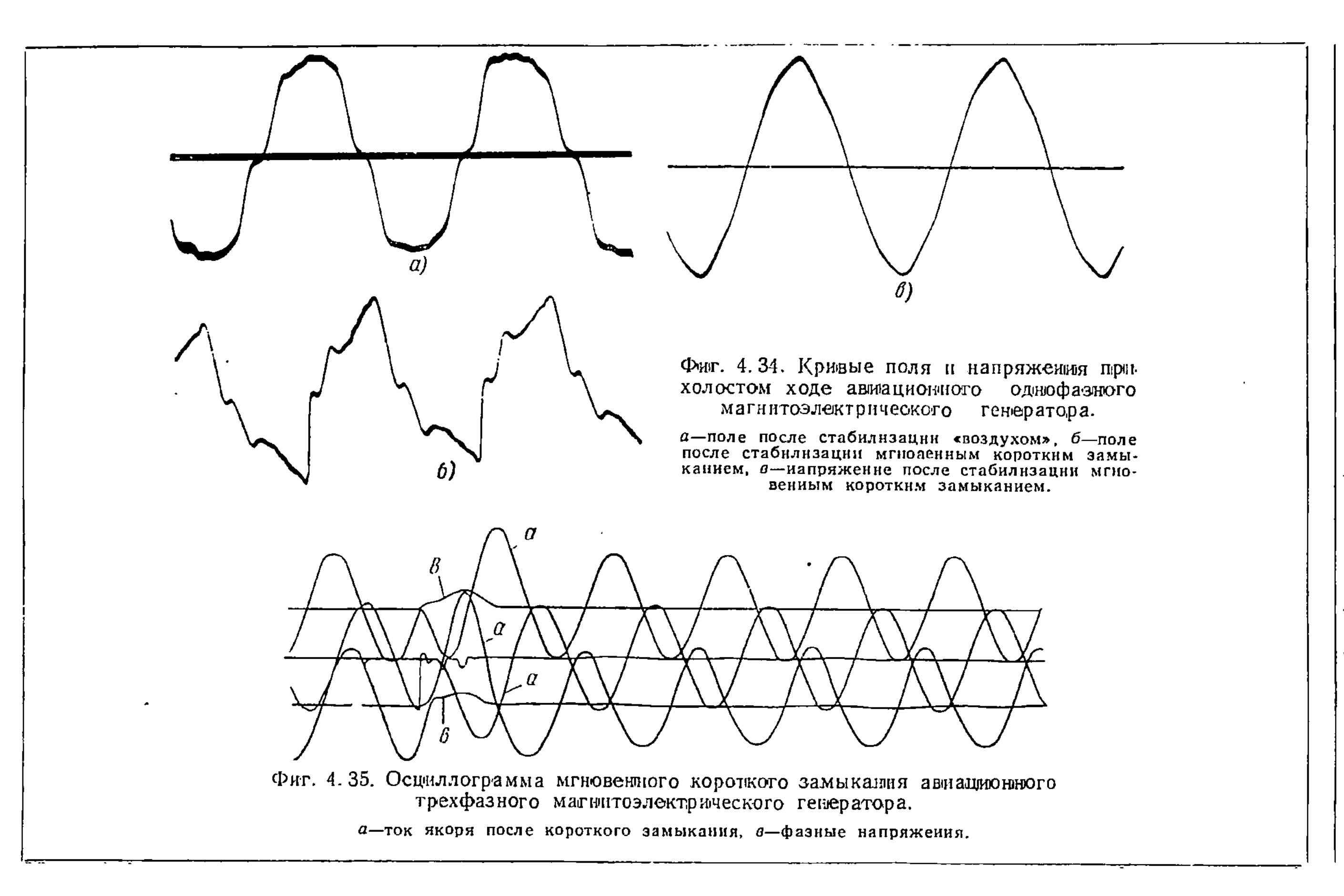
Фиг. 4.32. Форма кривой поля при установившемся коротком замыкании.

а—двухфазное, *б*—трехфазное.



Фиг. 4.33. Форма кривых напряжения авиационного трехфазного магнитоэлектрического генератора.

а—напряжение холостого хода после стабилизации «воздухом», б—напряжение холостого хода при стабилизации мгновенным трехфазным коротким замыканием, в—напряжение при номинальном токе и cos φ=0,96 (стабилизация «воздухом»), г—то же при cos φ=0,68 (стабилизация «воздухом»).



Фиг. 4.34. Кривые поля и напряжения при холостом ходе авиационного однофазного магнитоэлектрического генератора.

а—поле после стабилизации «воздухом», *б*—поле после стабилизации мгновенным коротким замыканием, *в*—напряжение после стабилизации мгновенным коротким замыканием.

Фиг. 4.35. Осциллограмма мгновенного короткого замыкания авиационного трехфазного магнитоэлектрического генератора.

а—ток якоря после короткого замыкания, *в*—фазные напряжения.

7. При наличии успокоительных контуров на роторе мгновенное короткое замыкание снижает напряжение холостого хода по сравнению с медленным коротким замыканием примерно на 5÷10%. При отсутствии успокоительных контуров размагничивание мгновенным ударным коротким замыканием значительно усиливается.

8. Постоянная составляющая тока короткого замыкания быстро гаснет и установившийся режим наступает через два-три периода.

Величина установившегося тока короткого замыкания прямо пропорциональна остаточному значению э. д. с. после первого мгновенного короткого замыкания. Амплитуда мгновенного короткого замыкания невелика, она определяется величиной э. д. с. до режима короткого замыкания.

9. Характер протекания мгновенного короткого замыкания и количественные соотношения в машинах одно- и трехфазного тока почти одинаковы.

10. Поперечная составляющая н. с. якоря воздействует непосредственно на концы полюсов постоянных магнитов, перемагничивая их в направлении, перпендикулярном направлению основного потока. Поперечное перемагничивание концов полюсов приводит к деформации формы кривой поля в воздушном зазоре машины. Искажение поля сохраняется и после снятия нагрузки, т. е. это явление необратимо. Оно будет тем больше, чем больше величина нагрузки (ток якоря). Наибольшее остаточное искажение магнитного поля в зазоре имеет место при коротком замыкании на зажимах машины и при емкостной нагрузке.

11. В магнитоэлектрических машинах с роторами типа «звездочка» поперечное поле реакции якоря меньше по величине, чем в соответствующей электромагнитной машине, однако его влияние значительно в смысле остаточного искажения поля в воздушном зазоре.

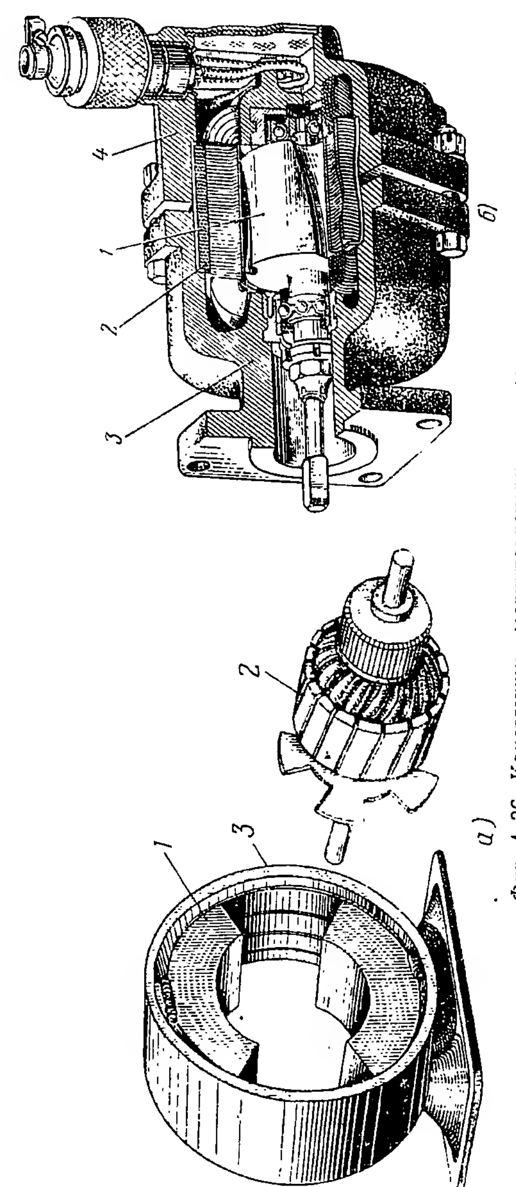
Кривая напряжения магнитоэлектрических генераторов близка к синусоидальной форме при правильно выбранной обмотке.

4.5. КОНСТРУКЦИЯ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ГЕНЕРАТОРОВ

На фиг. 4.36 приведены конструктивные схемы некоторых магнитоэлектрических синхронных генераторов переменного и постоянного тока.

Синхронные магнитоэлектрические машины выполняются обычно с внутренними явновыраженными полюсами. Применение внешних неподвижных явновыраженных полюсов и вращающегося якоря аннулирует одно из важных преимуществ этих машин, так как в этом случае потребуется скользящий контакт для снятия энергии переменного тока.

Общая компоновка конструкции, якорь и обмотка якоря (статор) синхронных машин, возбуждаемых постоянным магнитом или электромагнитом, подобны. Они отличаются лишь конструкцией ротора.



Фиг. 4. 36. Конструкции магнитоэлектрических машин.

а двухполюсный генератор постоянного тока, *б*—четырехполюсный тахогенератор типа 4УГ-1. *1*—постоянный магнит, *2*—якорь, *3* и *4* корпус.

Различают три основные конструкции роторов магнитоэлектрических машин:

а) роторы с явновыраженными полюсами типа «звездочка» — для машин малой мощности;

б) роторы когтеобразной конструкции — для машин средней мощности;

в) роторы явнополюсной конструкции с полюсными наконечниками из мягкой стали — для машин средней и большой мощности.

Роторы типа «звездочка»

В конструктивном и технологическом отношении роторы типа «звездочка» проще других типов и имеют следующие преимущества:

— простота конструкции и производства;

— высокий коэффициент заполнения объема якоря магнитом по сравнению с другими типами роторов, что обеспечивает снижение размеров машины (фиг. 4.37).

Основными недостатками их являются:

— неполное использование материала магнита (фиг. 4.38);

— меньшее значение удельной магнитной энергии по сравнению с другими типами роторов вследствие сложности формы звездочки;

— нестабильность формы кривой н. с. и э. д. с.;

— высокая чувствительность к мгновенным токам короткого замыкания;

— невысокая механическая прочность, ограничивающая окружную скорость ротора;

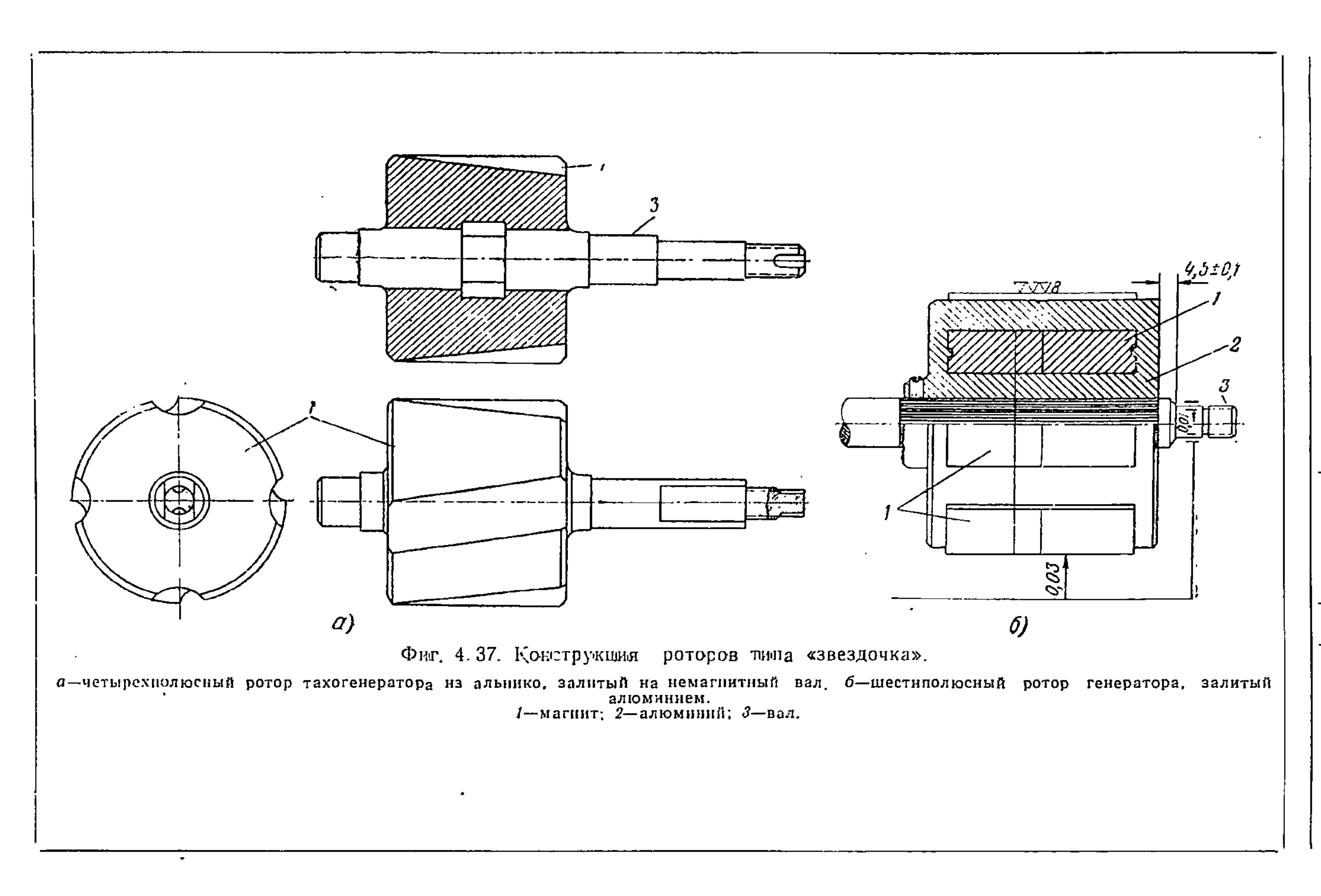
— ограничение значений индукции в воздушном зазоре (величиной 2000÷6000 *гс* в зависимости от сорта применяемого материала) и величины линейной нагрузки (длина пути намагничивания мала).

Магнит типа «звездочка» можно представить в виде ряда элементов (фиг. 4.38, *а*), включенных параллельно.

При намагничивании ко всем точкам полюсной поверхности магнита прилагается одинаковая н. с., и поток, протекающий по длине магнита, будет бо́льшим там, где путь для потока меньший. Следовательно, магнит намагничивается по сечению неравномерно. Кроме того, сечение спинки ротора обычно выполняется на 5÷10% больше сечения полюса, так как при работе поток в спинке ротора больше потока в полюсе на величину потока рассеяния, что также препятствует равномерному намагничиванию магнита.

Так как намагничивание звездочек производится на специальном аппарате, то индукция в спинке ротора при его намагничивании снижается под влиянием потока рассеяния, который шунтирует основное поле (фиг. 4.38, *б*).

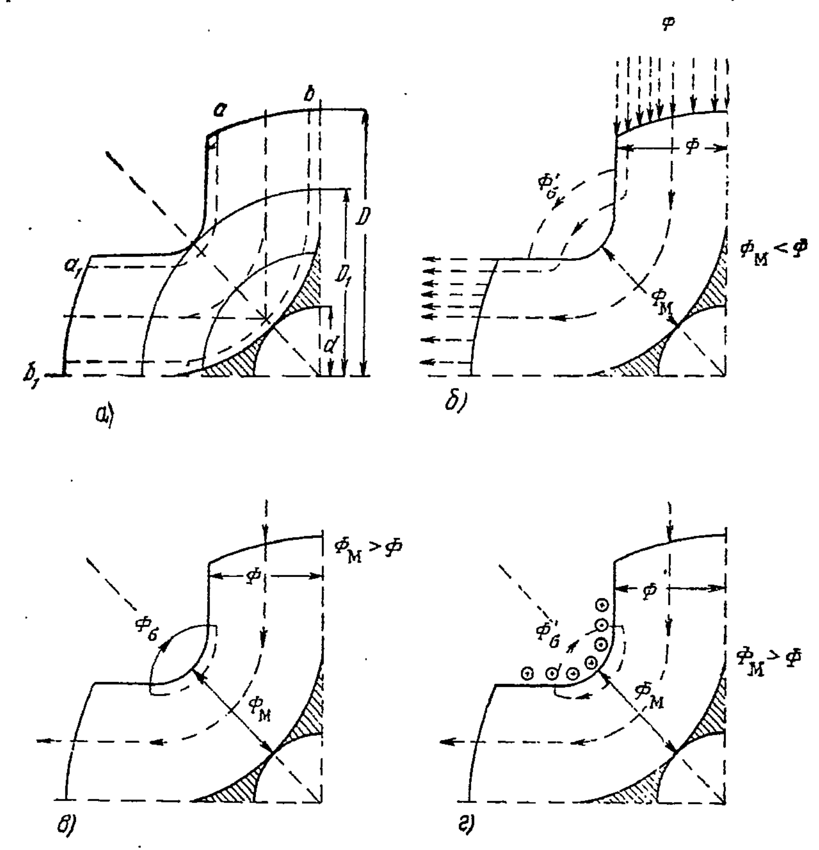
Поток рассеяния при намагничивании магнита может достигать значительной величины, так как магнитная проница́емость материала магнита сравнима с магнитной проницаемостью воздуха.



Фиг. 4. 37. Конструкция роторов типа «звездочка».

а—четырехполюсный ротор тахогенератора из альнико, залитый на немагнитный вал. *б*—шестиполюсный ротор генератора, залитый алюминием.
1—магнит; *2*—алюминий; *3*—вал.

В результате возможны случаи, когда магнитный материал спинки не только не повышает магнитную энергию ротора, а снижает степень магнитного использования сердечника ротора во внешней цепи вследствие увеличения общего сопротивления магнитной цепи. Итак, спинка ротора может участвовать в магнитной цепи машины скорее в качестве значительного магнитного сопротивления, а не как



Фиг. 4. 38. К анализу конструкции ротора типа «звездочка».

а—длина элемента магнита aa_1 значительно меньше bb_1; *б*—при намагничивании индукция в нейтрали меньше, чем на полюсах ($Ф_м < Ф$); *в*—при работе магнита индукция в нейтрали больше, чем на полюсах ($Ф_м > Ф$); *г*—намагничивание звездочки обмоткой, расположенной на полюсах.

источник магнитной энергии. Во время работы машины, наоборот, индукция в спинке ротора несколько больше индукции в сердечнике полюса вследствие явления рассеяния (фиг. 4. 38, *в*).

Указанное явление может быть ослаблено выполнением сечения спинки ротора равным сечению сердечника полюса и снижением потока рассеяния при намагничивании соответствующим выбором размеров полюса. Если намагничивание звездочки производить с помощью обмотки, расположенной на полюсах (фиг. 4. 38, *г*), то

указанный недостаток устраняется; однако в авиационных машинах это практически невыполнимо.

Отсутствие у роторов типа «звездочка» полюсных наконечников из мягкой стали приводит к искажению формы поля в воздушном зазоре и к сильному размагничиванию магнита от мгновенных токов короткого замыкания.

Магнитное поле, образованное поперечной составляющей н. с. якоря $F_{яq}$, замыкаясь поперек полюса, хотя и не оказывает заметного влияния на величину потока полюса, однако создает остаточную деформацию поля в воздушном зазоре.

При выполнении полюсных наконечников из мягкой стали поперечное поле якоря не образует остаточных деформаций поля, так как замыкается по полюсному наконечнику.

Расположение оси н. с. реакции якоря по отношению к оси полюса изменяется в зависимости от характера нагрузки. Следовательно, н. с. реакции якоря вызывает несимметричное размагничивание концов полюсов. В результате искажается форма поля в зазоре и форма кривой э. д. с. машины, которая теперь зависит от характера нагрузки.

При ударном коротком замыкании полюс из твердого магнитного материала, имеющий малую магнитную проницаемость и высокое удельное сопротивление (0,7÷0,8 *ом мм²/м*), слабо демпфирует н. с. ударного тока короткого замыкания, а вихревые токи в сердечнике полюса малы по величине и быстро затухают.

В результате н. с. ударного тока короткого замыкания, мало ослабленная вихревыми токами полюса, снижает намагниченность полюса в большей мере, чем при установившемся коротком замыкании.

Снижение влияния ударного тока короткого замыкания может быть достигнуто образованием на роторе демпферной системы, которая осуществляется путем заливки ротора алюминием или покрытием поверхности полюса тонким слоем меди.

Наличие демпферной системы особенно важно для уменьшения влияния обратного поля в однофазных машинах.

Величина индукции в воздушном зазоре определяется из условия максимальной энергии поля. Поэтому, если применять сплав альниси, то индукция в воздушном зазоре вне зависимости от мощности, частоты и скорости вращения будет $B_\delta < 2200 \div 2400$ *гс*. Ее можно повысить только изменив сорт магнитного сплава, а это является недостатком конструкции.

Длина магнита $h_м = Rp^{-\gamma}$, определяющая н. с. магнита $F_c = 0{,}8 h_м H_c$, обычно мала, особенно при большом числе полюсов и, следовательно, малой величине полюсного деления τ. Поэтому для снижения влияния реакции якоря уменьшают величину линейной нагрузки (A), которая прямо пропорциональна н. с. якоря, так как

$$F_я = 0{,}45 k_0 A\tau \equiv A,$$

где R — радиус якоря, $\gamma < 1$.

Однако снижение величины линейной нагрузки приводит к повышению веса машины.

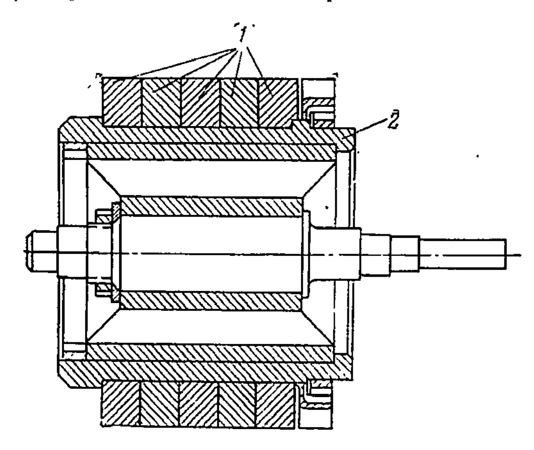
Таким образом, в роторах типа «звездочка» выбор величин B_δ и A находится в зависимости от сорта магнитного сплава, что приводит иногда к неоптимальным решениям и ограничивает мощность машины.

Применение роторов типа «звездочка» ограничивается также по условиям механической прочности — окружной скоростью порядка 30÷45 *м/сек.*

Для сплава Fe, Ni, Al напряжение на разрыв равно 200÷300 *кг/см²*; допустимое напряжение (при двух-трехкратном запасе) — порядка 100 *кг/см²*. Следовательно, диаметры роторов не должны превосходить следующих величин (при $v \approx 45$ *м/сек*):

n, об/мин	3000	6000	8000	12 000	24 000
D, *см*	30	15	10	8	4,5

На фиг. 4. 37 показана конструкция ротора типа «звездочка», применяемая в авиационных тахогенераторах мощностью порядка 10 *ва* и в авиационных генераторах мощностью порядка 1000 *ва.* В первом случае применен четырехполюсный, во втором — шестиполюсный магнит.



Фиг. 4. 39. Ротор типа «звездочка» из нескольких магнитов.

1—магниты, *2*—немагнитная втулка.

Если ширина магнита превосходит 40÷50 *мм,* то его набирают из нескольких магнитов (фиг. 4. 39), так как в больших отливках ухудшаются магнитные свойства магнита.

Выполнение наборного ротора усложняет производство, так как увеличивается объем работы на шлифование и сборку. Кроме того, возможны сдвиги осей полюсов магнита между собой. Учитывая изложенное, стремятся получить равномерную магнитную структуру по всему объему отливки и при повышении ее объема, что дает возможность применить меньшее число магнитов в наборном роторе. Исследования показали, что алюминиевая заливка роторов повышает использование магнита и мощность генератора до 20% в зависимости от числа полюсов и номинальной мощности.

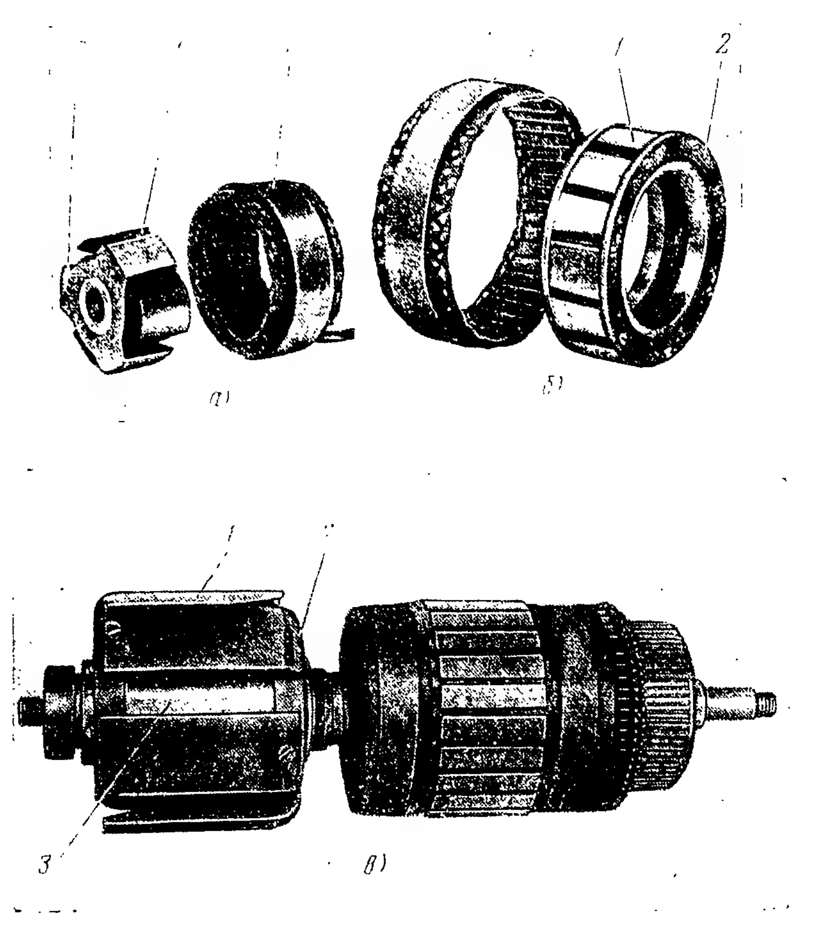
Предельная мощность генераторов с ротором типа «звездочка» определяется сортом применяемого материала, частотой и коэффи-

циентом мощности. Если применены современные сплавы, то при частоте 400 *гц* и $\cos\varphi=0{,}8$ она равна $1{,}5\div2$ *ква*, а при частоте 1000 *гц* и $\cos\varphi=0{,}8$ может быть увеличена до $3\div5$ *ква*.

«Когтеобразные» роторы

На фиг. 4.40 показаны некоторые возможные конструктивные исполнения когтеобразных роторов. Когтеобразный ротор состоит из цилиндрического магнита и двух шайб из мягкой стали, имеющих полюсные выступы — «когти».

Одна шайба и все соответствующие ей полюсы имеют одинаковую полярность, другая шайба — противоположную полярность. После



Фиг. 4.40. Когтеобразные роторы.

а—шестиполюсный генератор, *б*—14-полюсный генератор, *в*—ротор генератора и якорь двигателя авиационного шестиполюсного преобразователя. *1*—когтеобразные полюсы, *2*—полюсная шайба, *3*—цилиндрический магнит, *4*—якорь генератора.

шлифования магнит крепится в заточках полюсных шайб и сжимается с торцев.

Вал обычно выполняется из немагнитной стали, но может быть выполнен и из обычной стали, если между валом и магнитом размещается втулка из немагнитного материала достаточной толщины. Применение вала или втулки из немагнитного материала устраняет опасность шунтирования магнитного поля магнита.

Когтеобразный ротор лишен недостатков ротора типа «звездочка», но он сложнее в производстве.

Намагничивание ротора производится в собранном виде. Цилиндрический магнит небольшой длины намагничивается надежно и поле в нем близко к равномерному, что повышает степень использования магнита и позволяет более эффективно применять сплавы с термообработкой в магнитном поле.

Полюсные наконечники из мягкой стали способствуют образованию при переходных процессах вихревых токов, которые надежно демпфируют ударные токи короткого замыкания. Поэтому стабилизация магнитов практически определяется установившимся, а не ударным током короткого замыкания, что также повышает степень использования магнита.

Размагничивающее действие н. с. якоря в машинах с когтеобразным ротором ниже, чем в машинах с ротором типа «звездочка» также и при установившемся режиме. Это объясняется влиянием рассеяния когтеобразных полюсов, которое возрастает по мере увеличения продольной составляющей н. с. якоря.

Учитывая изложенное, можно повысить линейную нагрузку машины с когтеобразным ротором.

Кривая поля в воздушном зазоре, а следовательно, и кривая э. д. с. стабилизированы и их формы устанавливаются соответствующей обработкой полюсных наконечников, как в электромагнитных синхронных машинах.

Магнит цилиндрической формы может быть выполнен более надежно, чем звездочки, и из условий механической прочности его окружная скорость может быть значительно повышена.

Магнит когтеобразного ротора выполняется с относительно малым отношением (l/D) длины магнита к его диаметру. Он имеет вид плоского цилиндра, так как поперечное сечение магнита

$$S_{м}=\frac{\pi d_{м}^{2}}{4}\left[1-\left(\frac{d_{в}}{d_{м}}\right)^{2}\right]$$

определяется общим магнитным потоком всех полюсов

$$B_{м}=\frac{p\Phi_{\delta}k_{\sigma}}{S_{м}},$$

где $d_{в}$ и $d_{м}$ — диаметры вала и магнита;

Φ_{δ} — поток одного полюса;

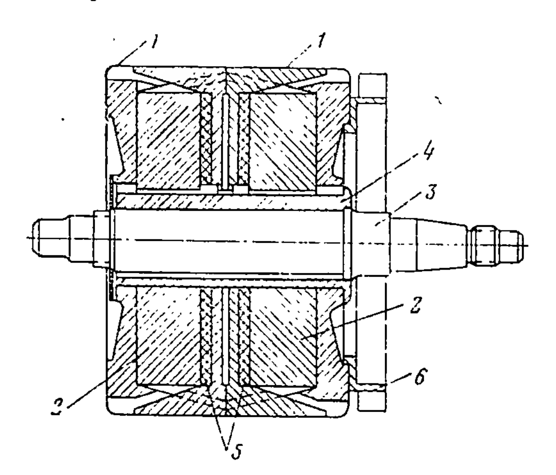
k_{σ} — коэффициент рассеяния;

$B_{м}$ — индукция в магните.

Длина магнита определяется необходимой величиной н. с. для проведения потока через сопротивление магнитной цепи с учетом реакции якоря.

Окружная скорость когтеобразного ротора может быть доведена до 100 *м/сек*. При окружных скоростях магнитного цилиндра более 50 *м/сек* его можно укрепить при помощи тонкого полого стального немагнитного цилиндра, подобного цилиндрам, крепящим лобовые части обмоток неявнополюсных синхронных машин.

Предельные размеры магнитного цилиндра ограничивают предельную мощность машины при данной частоте.



Фиг. 4.41. Двойной когтеобразный ротор Ларионова.

1—когтеобразные полюсы, 2—цилиндрические магниты, 3—вал, 4—немагнитная атулка, 5—кольца из мягкой стали, 6—вентилятор.

А. Н. Ларионов предложил двойной когтеобразный ротор, что увеличивает предельную мощность машины с когтеобразным ротором. Как видно из фиг. 4.41, магниты включены параллельно, и величина потока удваивается; поэтому можно снижать радиальные размеры ротора или повышать мощность модели.

В машинах с когтеобразным ротором величина линейной нагрузки может быть увеличена до 250 *а/см*, а индукция в воздушном зазоре вне зависимости от сорта применяемого сплава — до 6000÷7000 *гс*. Выбор A и B_δ определяется из условий получения оптимальных размеров машины и удовлетворения заданным техническим условиям, как и в электромагнитных машинах.

Повышение величин A и B_δ позволяет строить магнитоэлектрические машины большой мощности. Генераторы с когтеобразным ротором при частоте 500÷1000 *гц* могут быть построены с мощностью порядка 10÷20 *ква*. Таким образом, *преимуществом когтеобразного ротора является более высокая степень использования магнита, стабильная форма н. с., лучшая форма э. д. с. и возможность повышения предельной мощности.*

Недостатком машины с когтеобразным ротором, особенно при мощностях менее 1000 *вт*, является увеличение радиальных размеров

машины. Кроме того, она имеет меньшую, чем у звездочки, степень заполнения поперечного сечения ротора магнитом, что может привести к увеличению его объема и веса. Необходимо отметить, что при больших скоростях вращения концы когтей отгибаются, поэтому необходимо применять специальные крепления.

При малых мощностях снижение веса магнита не приводит к снижению веса машины вследствие необходимости расположения полюсов между статором и магнитным цилиндром.

При повышении частоты (числа полюсов) степень заполнения поперечного сечения ротора магнитом, т. е. отношение

$$k_{э.м}=\frac{S_м}{S_я}=2\alpha p^{-\rho}$$

у роторов типа «звездочка» снижается, в то время как в когтеобразном роторе отношение

$$k_{з.м}=\left(\frac{d_м}{D}\right)^2\left[1-\left(\frac{d_в}{d_м}\right)^2\right]=2\,\alpha\lambda\,k_\sigma\,\frac{B_\delta}{B_м}$$

не зависит от числа полюсов.

При увеличении частоты пропорционально снижается объем магнита, что может быть целиком реализовано в когтеобразном роторе соответствующим уменьшением длины магнита и, следовательно, длины машины. Итак, при повышенных частотах (значительном числе полюсов) объем и вес машин с когтеобразным ротором (если учесть при этом лучшее использование магнита) могут быть меньшими, чем у машин типа «звездочка».

Роторы с полюсными наконечниками

Роторы с полюсными наконечниками из мягкой стали сложны в производстве, но они обладают рядом существенных преимуществ.

Магнитоэлектрический ротор с полюсными наконечниками подобен электромагнитным роторам, если сердечник и обмотку возбуждения (электромагнит) заменить у них постоянным магнитом.

Полюсные наконечники позволяют повысить индукцию в воздушном зазоре, синусоидально распределить магнитный поток на полюсном делении, регулировать величину потока рассеяния полюсов (для оптимального использования магнита), демпфировать реакцию н. с. токов переходного режима.

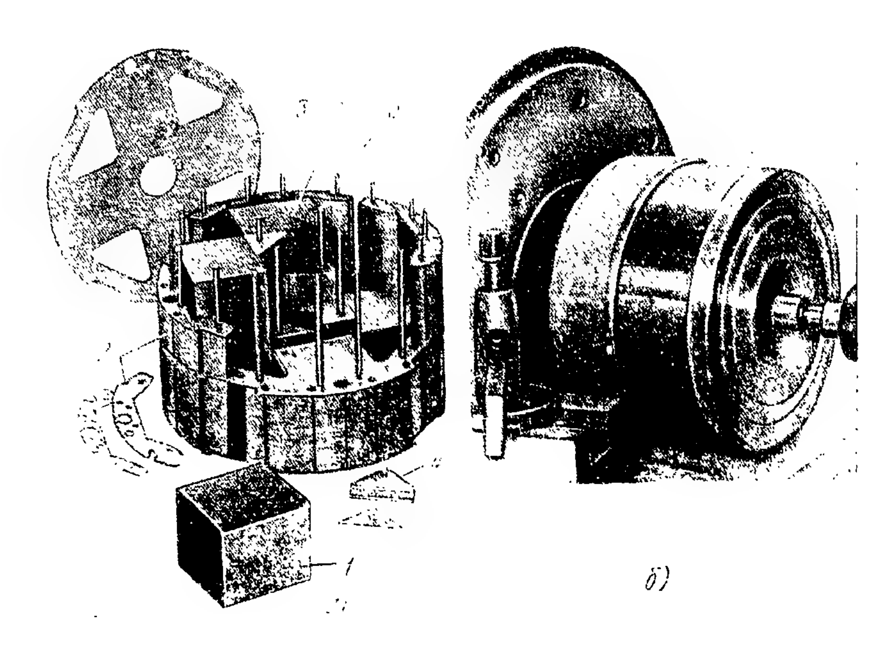
Мощность магнитоэлектрических машин с полюсными наконечниками достигает 100 *ква* при 400 *гц*, что не является пределом.

На фиг. 4. 42 приведена конструкция ротора, каждый полюс которого состоит из нескольких постоянных магнитов в виде прямоугольных параллелепипедов.

Постоянные магниты крепятся к полюсному колесу из мягкой стали при помощи полюсных наконечников также из мягкой стали.

Полюсные наконечники притягиваются к полюсному колесу при помощи винтов из немагнитной стали.

Полюсные наконечники выполняются длиннее, чем сердечник статора, для защиты магнитов от несимметричного размагничивания

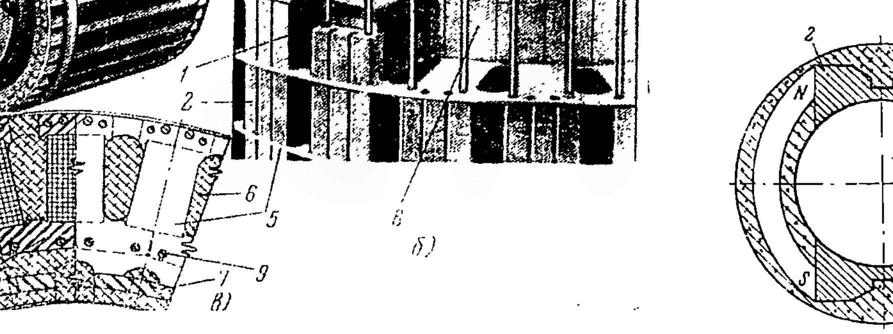


Фиг. 4.42. Ротор четырехполюсной машины 6,3 *ква*, 60 *гц*.

а—сборка ротора, *б*—обработка наружного диаметра.
1—призматические магниты полюса, 2—полюсные наконечники специальной конструкции для увеличения рассеяния, 3—стальной немагнитный диск для большей прочности ротора, 4—элемент ярма ротора, 5—стальные винты для крепления ротора.

реакцией якоря. Толщина полюсных наконечников, выбираемая из конструктивных соображений, обычно недостаточна для демпфирования реакции н. с. переходных токов якоря, поэтому на магниты под полюсные наконечники надевают медные успокоительные короткозамкнутые витки (рамки) или в полюсных наконечниках выполняют успокоительную обмотку.

На фиг. 4.43 приведена конструкция ротора трехфазного 28-полюсного генератора мощностью 75 *ква*, 400 *гц*, а на фиг. 4.44 показана конструкция двухполюсного ротора, в котором магниты намагничиваются тангенциально. Полюсным наконечником служит мягкая сталь, заполняющая пространство между полюсами в тангенциальном направлении.



Фиг. 4.43. Конструкция ротора 28-полюсного магнитоэлектрического генератора 75 *ква*, 400 *гц*.

а—общий вид ротора, *б*- сборка ротора, *в*—крепление магнитов.
1—призматические магниты из сплава типа магнико, 2—полюсный наконечник из мягкой стали, 3—стальные крепежные шпильки, 4—стержни успокоительной обмотки, 5—стальные немагнитные диски, составляющие каркас ротора, 6—заливка алюминием, 7—внутреннее стальное кольцо, 8—ярмо ротора из мягкой стали, 9—стальные шпильки, крепящие элементы ярма ротора.

Фиг. 4.44. Двухполюсный ротор с полюсными наконечниками.

1—магнит, 2—полюсный наконечник, 3—алюминиевая заливка.

4.6. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ГЕНЕРАТОРОВ

Регулирование и стабилизация напряжения магнитоэлектрических машин является важной проблемой, решение которой представляет значительные трудности и может быть выполнено в следующих направлениях:

1) снижение величины падения напряжения;
2) стабилизация напряжения применением конденсаторов;
3) регулирование напряжения междуполюсными шунтами;
4) регулирование напряжения изменением частоты;
5) регулирование напряжения дросселями насыщения;
6) регулирование напряжения изменением сопротивления магнитопровода.

Снижение величины падения напряжения

Падение напряжения на зажимах обмотки якоря при переходе от режима холостого хода к режиму номинальной нагрузки при неизменной скорости вращения и температуре вызывается двумя причинами: падением напряжения в цепи якоря и обратимым изменением потока в воздушном зазоре под влиянием реакции якоря.

Таким образом, для уменьшения величины падения напряжения необходимо снижать относительную величину н. с. якоря, т. е. уменьшать величину синхронного сопротивления в продольной оси машины, которая пропорциональна н. с. реакции якоря $F_я$.

Снижение $F_я$ и, следовательно, x_d достигается уменьшением линейной нагрузки якоря (уменьшением числа витков в фазе при том же токе) и соответствующим повышением потока в воздушном зазоре машины. Это приводит к увеличению объема магнита и машины, а также отношения короткого замыкания, равного обычно единице, до $2 \div 3$.

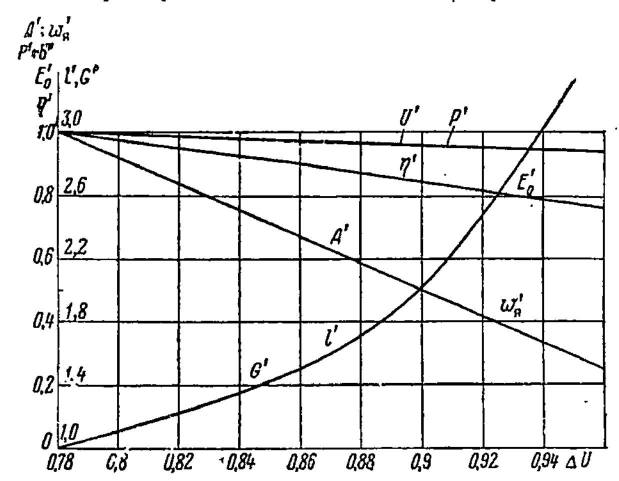
На фиг. 4.45 показана зависимость относительных значений аксиальной длины l', веса магнита G', линейной нагрузки A', числа витков якоря $w'_я$, э. д. с. E'_0, напряжения U', мощности P' и к. п. д. η' — от величины $\Delta U = U/E_0$ для авиационного магнитоэлектрического генератора, имеющего звездочку из сплава альниси (диаметр звездочки остается неизменным).

Анализ приведенных кривых показывает, что для повышения ΔU с 0,78 до 0,9 необходимо увеличить аксиальную длину машины в 2 раза. Для получения $\Delta U = 0{,}95$ необходимо увеличить длину (объем) магнита в 3,5 раза. В действительности положение еще хуже, так как удлинение магнита требует усиления вала и увеличения воздушного зазора, а также снижает мощность генератора вследствие нарушения оптимальной геометрии магнита.

Дальнейшее снижение падения напряжения нерационально из-за чрезмерного удлинения машины.

Надо иметь в виду, что к. п. д. генератора при этом снижается, так как повышение поверхностных и механических потерь в стали не компенсируется снижением потерь в обмотке якоря.

Метод, учитывая колебания скорости, температуры, $\cos \varphi$ и нагрузки, дает относительно небольшую степень стабилизации напряжения; однако его достоинством является простота и отсутствие устройств, регулирующих напряжение. Этот метод может быть рекомендован для генераторов малой мощности при работе с постоянным



Фиг. 4. 45. Зависимость относительных значений размера, веса, числа витков обмотки якоря, линейной нагрузки, э. д. с. холостого хода, напряжения, мощности, к. п. д. от величины изменения напряжения.

и высоким коэффициентом мощности ($\cos \varphi \approx 0{,}9$) и при малом диапазоне изменения нагрузки $(0{,}5 \div 1{,}0) P_{ном}$.

В качестве примера укажем на магнитоэлектрический генератор централизованного питания мощностью 200 *ва* при $f=400$ *гц*, который обеспечивает при $\Delta U \approx 0{,}95$ постоянство напряжения с точностью $\pm 8\%$ при изменении нагрузки от нуля до номинала, колебании температуры от $-50°$ до $+60°$ C и неизменном $\cos \varphi = 0{,}6$. Генератор имеет удвоенную длину (объем) магнита и повышенное значение потерь по сравнению с подобной машиной при $\Delta U \approx 0{,}85$.

Стабилизация напряжения применением конденсаторов

Может быть выполнена включением в якорную обмотку генератора *емкостных стабилизаторов* двух типов:

а) последовательно включаемый емкостный стабилизатор для компенсации полного продольного реактивного сопротивления генератора (так называемый последовательный стабилизатор);

б) параллельно включаемый емкостный стабилизатор для питания генератора индуктивным или емкостным намагничивающим током в зависимости от характера нагрузки (так называемый параллельный стабилизатор).

Последовательный стабилизатор. На фиг. 4.46, *а* показаны различные схемы включения конденсаторов последовательно в цепь якоря генератора, а именно: непосредственное включение конденсатора (для генераторов малой мощности и относительно высокого напряжения); включение через повышающие ненасыщенные трансформаторы тока (с целью снижения величины компенсирующей емкости конденсатора); включение через повышающие ненасыщенные трансформаторы тока, вторичные цепи которых включены на группу конденсаторов, соединенных в треугольник (на зажимы конденсаторов подводится линейное напряжение).

Работа схем основана на том, что падение напряжения в генераторе, происходящее в основном за счет влияния реакции якоря и потоков рассеяния, компенсируется последовательно включенной емкостью конденсатора.

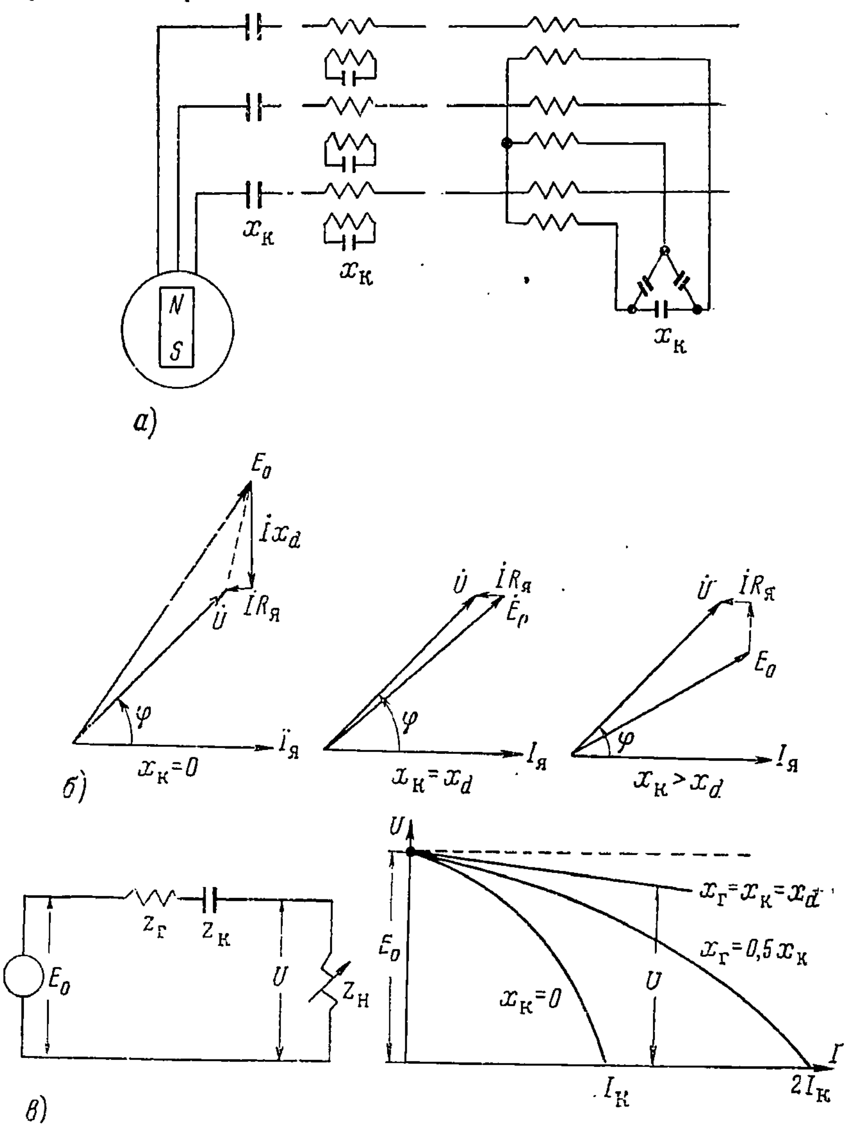
Если подобрать емкость конденсатора так, чтобы реактивность конденсатора $x_к$ равнялась синхронной реактивности генератора $x_г$, то падение напряжения в генераторе будет определяться лишь активным сопротивлением, которое обычно мало.

Последовательное включение конденсаторов позволяет стабилизировать напряжение, если изменять нагрузку от нуля до номинала, при постоянном $\cos\varphi \leqslant 0{,}8$ — с точностью до 2% и при $\cos\varphi = 1{,}0$ — с точностью до 5%.

На фиг. 4. 46, *б* приведены векторные диаграммы напряжения при $x_к=0$, $x_к=x_г$ и $x_к>x_г$, где $x_к$ приведено к якорной цепи.

На фиг. 4. 46, *в* даны схема замещения последовательной компенсации и внешние характеристики генератора при различных значениях емкости. Настройка конденсатора в резонанс с синхронным сопротивлением машины значительно снижает величину падения напряжения. Однако полную стабилизацию напряжения можно получить только при условии отсутствия насыщения ($x_г=\text{const}$) и неизменном характере нагрузки ($\cos\varphi=\text{const}$). При других значениях $\cos\varphi$ нагрузки стабилизация напряжения ухудшается, что является принципиальным недостатком этого метода, при котором нет измерительного органа, непосредственно реагирующего на отклонение напряжения генератора от номинального. Трансформатор следует делать обязательно ненасыщенным, так как в противном случае при резких повышениях тока индуктивность трансформатора будет меняться в широких пределах, а в контуре трансформатор — емкость могут возникать резонансные явления, приводящие к нарушению всякой стабилизации. Малое насыщение трансформатора ведет к увеличению веса и габаритов системы, особенно в случае стабилизации напряжения трехфазных магнитоэлектрических генераторов.

Как показывают опыт и расчет, можно получить стабилизацию напряжения в пределах 10% с учетом насыщения магнитной системы



Фиг. 4.46. Стабилизация напряжения включением конденсатора последовательно в цепь якоря.

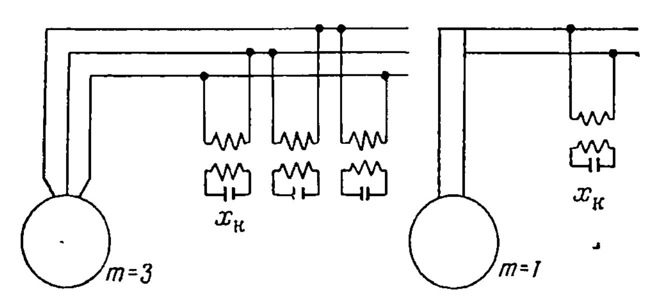
а—различные схемы включения конденсаторов; *б*—векторные диаграммы при различном значении отношения $x_к/x_d$; *в*—схема замещения и внешние характеристики.

и изменения $\cos\varphi$ при правильно подобранной емкости конденсатора. Вес генератора в этом случае значительно снижается по сравнению с первым способом регулирования напряжения, так как компен-

сация реакции якоря повышает степень использования постоянного магнита. Основным недостатком стабилизации напряжения магнитоэлектрических машин конденсаторами являются их значительные габариты и высокая стоимость. Но так как сопротивление конденсатора обратно пропорционально частоте, то в системах с повышенной частотой (к таким относятся авиационные энергосистемы) габариты конденсаторов и их вес могут быть значительно снижены.

Параллельный стабилизатор. На фиг. 4.47 показаны различные схемы параллельного включения конденсаторов в цепь якоря генератора.

Работа схемы основана на феррорезонансе токов. Емкость конденсатора и индуктивность насыщенного трансформатора должны



Фиг. 4.47. Стабилизация напряжения включением конденсатора параллельно цепи якоря.

быть таковы, чтобы при холостом ходе и номинальном напряжении в цепи стабилизатора наступал резонанс.

При этом методе стабилизации в цепь якоря в зависимости от характера отклонения напряжения генератора от номинального вводится индуктивный или емкостный ток. Стабилизатор реагирует непосредственно на отклонение напряжения от заданного уровня, воздействуя непосредственно на цепь якоря.

При данном методе стабилизации трансформатор должен быть насыщенным. В этом случае при повышении напряжения стабилизатор представляет собой для генератора индуктивную, при понижении — емкостную, а при резонансе токов — активную нагрузку.

Следовательно, *такой стабилизатор является дополнительной нагрузкой на генератор, увеличивая необходимую мощность и размеры магнита.*

Параллельный стабилизатор может стабилизировать выходное напряжение с точностью порядка $1\div2\%$ при $\cos\varphi=1$. При более низком $\cos\varphi$ точность стабилизации понижается до $3\div5\%$. Поскольку параллельный стабилизатор реагирует на отклонение стабилизирующего напряжения от номинала, то он в какой-то мере компенсирует температурные изменения напряжения генератора, что является его преимуществом по сравнению с последовательным стабилизатором, однако вследствие нелинейного сопротивления параллельного

стабилизатора последний может искажать форму кривой генератора при значительной величине индуктивного тока. В отношении веса и габаритов этот стабилизатор несколько выгоднее последовательного.

Применение последовательных или параллельных стабилизаторов для стабилизации напряжения магнитоэлектрических генераторов, питающих главную сеть самолета, не обеспечивает необходимой точности напряжения, однако может оказаться полезным для повышения $\cos\varphi$, *особенно при повышенном значении частоты и напряжения.*

Регулирование напряжения междуполюсными шунтами

Если расположить между полюсами магнитный шунт, то значительная часть н. с. якоря будет расходоваться на образование потока через шунт. В этом случае значительно уменьшается та часть н. с. якоря, которая в продольной оси направлена навстречу н. с. магнита.

Такой способ может дать положительные результаты при коэффициенте мощности нагрузки $\cos\varphi=1$, так как в этом случае н. с. якоря направлена поперек оси полюсов и поперечный поток реакции якоря замыкается почти целиком через шунт. При отстающем $\cos\varphi$ этот способ неприменим.

Таким образом, *способ регулирования напряжения междуполюсными шунтами может быть использован при* $\cos\varphi=1$, *когда применение конденсаторов ограничивается их размерами и стоимостью.*

В авиационных магнитоэлектрических машинах междуполюсные шунты не нашли применения.

Регулирование напряжения изменением частоты

Напряжение магнитоэлектрических генераторов авиационных преобразователей постоянного тока в переменный иногда регулируется изменением скорости вращения преобразователя. При этом удается обеспечить постоянство напряжения в пределах $\pm 4\%$ при изменении нагрузки от 0,3 до номинала, колебаниях температуры от —50 до $+60^\circ$ С и неизменном $\cos\varphi=0,9$ (частота изменяется в пределах $\pm 10\%$).

Регулирование напряжения дросселями насыщения

Можно достаточно точно регулировать напряжение магнитоэлектрических генераторов при помощи дросселей насыщения, включенных в цепь якоря.

Напряжение на выходных зажимах дросселя, равное

$$U=E_0-I[(R_г+R_д)+j(x_г+x_д)],$$

поддерживается постоянным изменением индуктивного сопротивления дросселя $x_д$.

При номинальной нагрузке $x_д$ должно иметь минимальное значение, при этом ток подмагничивания дросселя будет максимальным.

По мере снижения нагрузки для сохранения постоянства напряжения необходимо увеличивать значение $x_д$, что достигается снижением подмагничивающего тока дросселя.

Основными недостатками этого метода являются снижение использования магнита вследствие наличия дополнительной индуктивности в цепи якоря ($x_д$), что повышает размеры и вес машины; значительный вес и габариты дросселей; повышенное значение потерь установки, учитывая потери в дросселе.

Регулирование напряжения изменением сопротивления магнитопровода

В 1951 г. было предложено[1] регулировать поток магнитоэлектрических машин изменением сопротивления сердечника якоря путем наложения на него управляемого внешнего поля.

Регулируемая магнитоэлектрическая машина отличается от обычной только тем, что в пазах и по наружной поверхности сердечника якоря предусматривается место для расположения тороидальной обмотки подмагничивания *2* (фиг. 4. 48).

Схема работает следующим образом. При холостом ходе поток в машине максимален, так как н. с. реакции якоря отсутствует и н. с. магнита расходуется только на магнитное падение во внешней цепи. При этом режиме н. с. подмагничивающей обмотки максимальна, так как она должна увеличить сопротивление сердечника якоря в такой степени, чтобы это увеличение было эквивалентно действию продольной составляющей реакции якоря.

При номинальном режиме н. с. продольной реакции якоря имеет почти предельное значение (магнитоэлектрические генераторы обычно не рассчитываются на перегрузку) и, следовательно, при этом режиме н. с. подмагничивающей обмотки должна иметь минимальное значение, обусловленное режимом работы регулятора (теоретически $F_п=0$).

Таким образом, *система регулирования потребляет минимальную мощность для регулирования в рабочем режиме и максимальную при холостом ходе генератора, что выгодно отличает ее от обычной системы регулирования напряжения электрических машин с электромагнитным возбуждением.*

Надо отметить, что величина максимальной активной мощности, расходуемой на регулирование даже при холостом ходе генератора, ниже, чем у машин с электромагнитным возбуждением, вследствие того, что на пути потока подмагничивания отсутствует воздушный зазор. По этой же причине индуктивность обмотки подмагничивания выше, чем индуктивность обмотки возбуждения машины с электромагнитным возбуждением.

[1] Предложение автора, разработка и испытание промышленных образцов — совместно с инж. В. Г. Андреевым и С. Р. Мизюриным.

Регулируемый магнитоэлектрический генератор мощностью 1000 *ва* при 400 *гц* расходует на регулирование в рабочем режиме около 3% номинальной мощности и около 10% — при холостом ходе. Такой же генератор с электромагнитным возбуждением расходует на возбуждение при номинальном режиме около 15% номинальной мощности.

Точность стабилизации напряжения не ограничивается параметрами генератора и зависит от типа применяемого регулятора. Так, серийные магнитоэлектрические генераторы обеспечивают постоянство номинального напряжения с точностью $\pm 3\%$ при изменении нагрузки от 0 до 100%, температуры — от -50 до $+60^\circ$ С и $\cos\varphi = 0{,}6 \div 1{,}0$. Диапазон колебаний напряжения может быть снижен и до $\pm 0{,}5\%$, т. е. *рассматриваемый метод обеспечивает высокую точность стабилизации напряжения.*

Регулируемые магнитоэлектрические генераторы имеют больший вес, чем нерегулируемые, вследствие того, что увеличивается внешний диаметр генератора (часть каждого паза якоря занимается обмоткой подмагничивания) и возрастает высота сердечника якоря (индукция в теле якоря не должна превосходить для обычно применяемых сортов стали 12 000 *гс*); несколько возрастает объем магнита, так как регулируемые машины выполняются при относительном падении напряжения — порядка $0{,}8 \div 0{,}85$ вместо применяемого в нерегулируемых машинах $0{,}75 \div 0{,}8$.

Так, вес регулируемого преобразователя постоянно-переменного тока мощностью 1000 *ва* при 400 *гц* (без аппаратуры управления) увеличивается примерно на 10%, или по отношению к весу генератора — на $25 \div 30\%$.

Полный вес регулируемого преобразователя с учетом веса всей аппаратуры возрастает примерно на 15%.

Как показывают расчеты, относительное повышение веса регулируемых магнитоэлектрических генераторов снижается с увеличением диаметра (мощности) машин и при мощностях порядка десятков *ква* невелико.

Повысить степень использования регулируемых магнитоэлектрических машин можно применением листовой стали с большей индукцией насыщения (типа армко), которая допускает повышение индукции в сердечнике якоря до 16 000 *гс*. Кроме того, полезным является включение конденсаторов в цепь якоря, особенно для машин с повышенным значением частоты и напряжения.

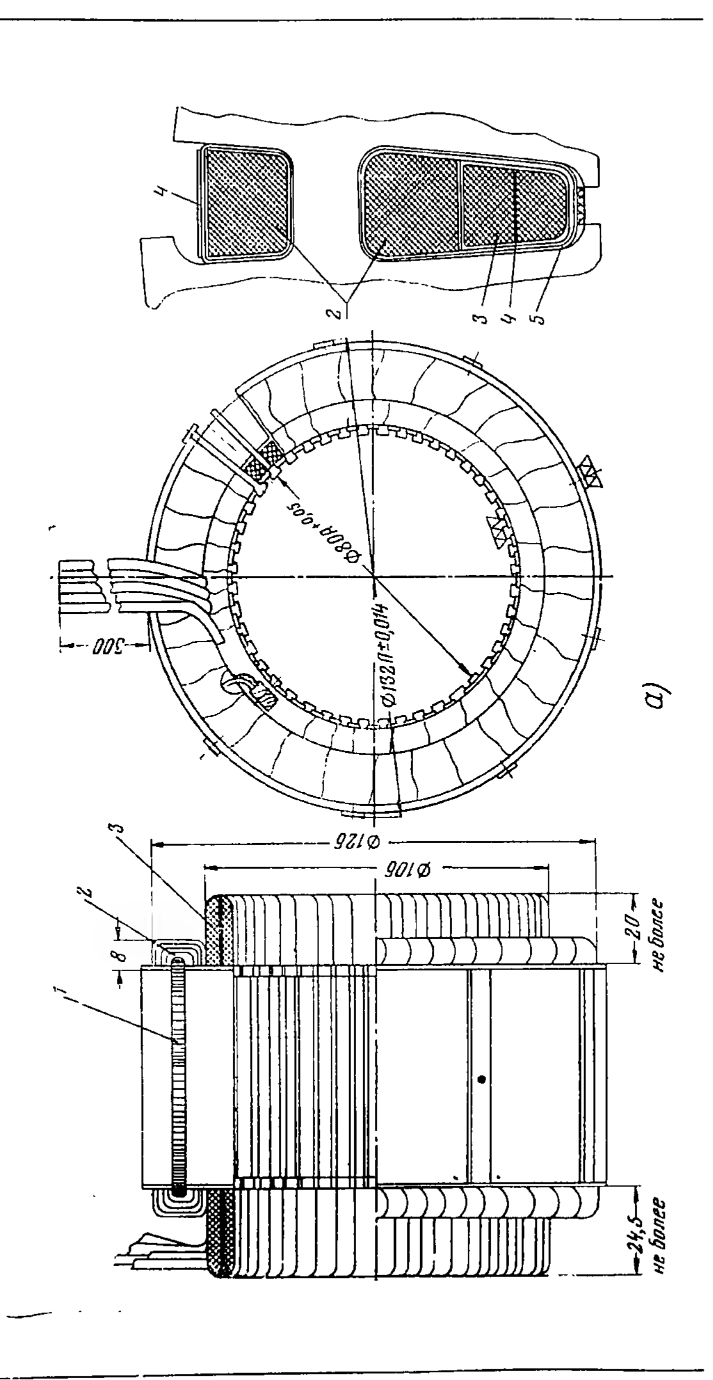
Таким образом, достоинствами рассмотренной системы стабилизации напряжения, которые возрастают с увеличением мощности машин, являются:

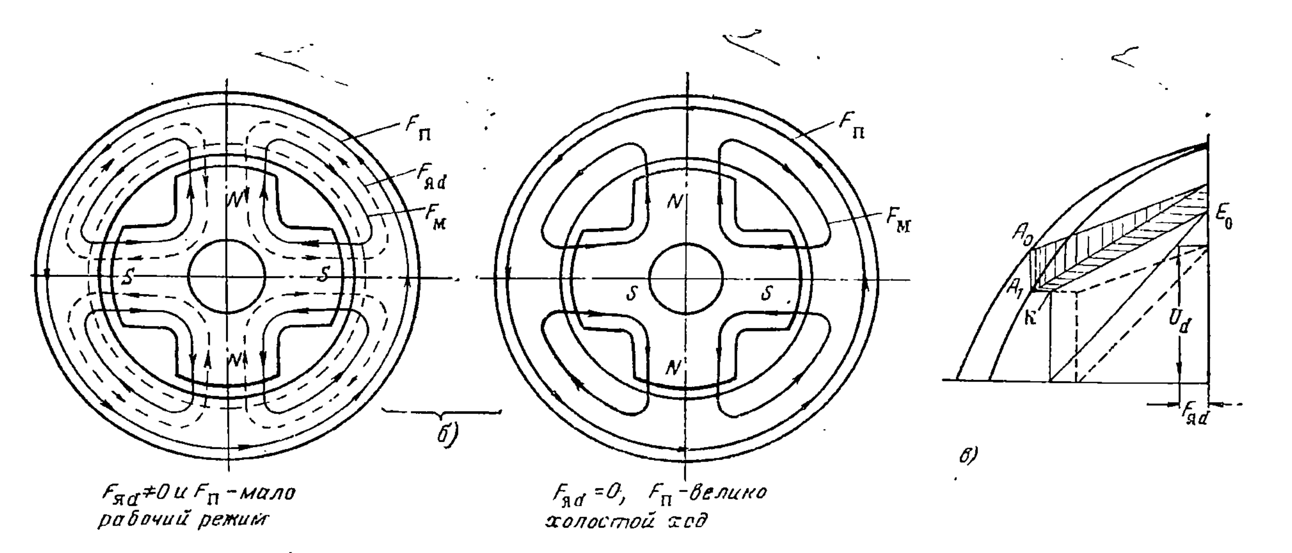
— высокая точность стабилизации напряжения;

— малый расход энергии на регулирование;

— относительно небольшое повышение веса регулируемых машин;

— хорошая форма кривой напряжения.


Ф126
Ф106
20 не более
24,5 не более
8
1
2
3
4
5
300
Ф80А+0,05
Ф132 П±0,014
а)



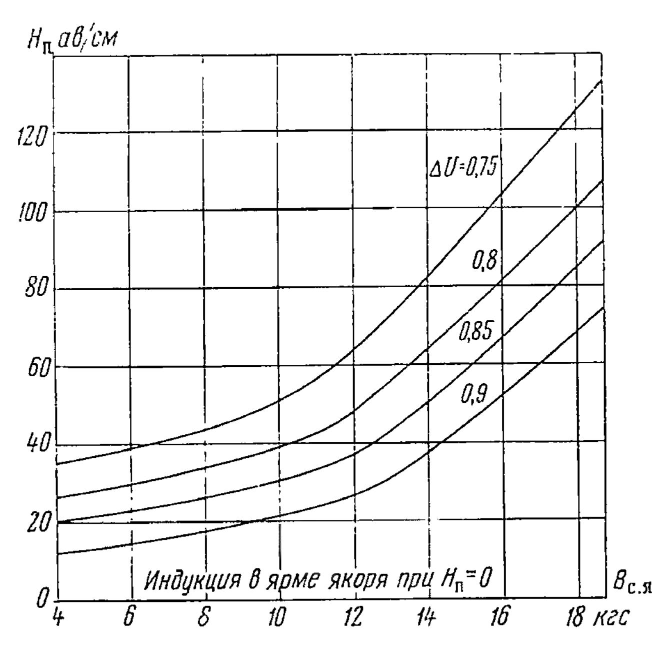
Фиг. 4.48. Схема подмагничивания сердечника якоря.

а—конструкция якоря магнитоэлектрического генератора с регулированием потока: *1*—сердечник якоря, *2*—обмотка подмагничивания, *3*—обмотка якоря, *4* и *5*—изоляция.
б—потоки при холостом ходе и рабочем режиме (индуктивная нагрузка),
в—диаграмма магнита—пунктир соответствует холостому ходу.

Регулировочные характеристики, т. е. зависимости н. с. подмагничивания сердечника якоря от тока нагрузки при неизменном значении напряжения, скорости вращения и коэффициента мощности

$$F_п = f(I) \text{ при } U = \text{const}, \; n = \text{const} \text{ и } \cos\varphi = \text{const},$$

могут быть найдены экспериментальным или графоаналитическим путем.



Фиг. 4. 49. Регулировочные характеристики магнитоэлектрических авиационных генераторов (ротор типа «звездочка»).

$H_п = f(B_{с.я})$ по ΔU.

Величина удельной н. с. подмагничивания $H_п$, т. е. н. с. подмагничивания, приходящаяся на 1 *см* средней длины сердечника якоря, определяется индукцией сердечника якоря от переменного потока $B_{с.я}$ и диапазоном изменения напряжения генератора — величиной $\Delta U = U/E_0$. На фиг. 4. 49 приведены значения $H_п = f(B_{с.я})$ по ΔU, полученные опытным путем.

Для определения $F_п = f(I)$ необходимо иметь семейство кривых одновременного намагничивания сердечника якоря переменным и постоянным полем — так называемые вольтамперные характеристики $B_м = \varphi(H_{эф})$ по $H_п$ и полную диаграмму магнита, построенную без учета падения магнитного потенциала в сердечнике якоря (фиг. 4. 50).

Вольтамперные характеристики можно определить экспериментально или рассчитать аналитически. В последнем случае, аппроксимируя вольтамперные характеристики гиперболическим синусом и приближенно принимая, что индукция в сердечнике изменяется по закону

$$B = B_п + B_{max} \sin \omega t,$$

получим выражение для мгновенного значения напряженности поля в сердечнике

$$H = \alpha \operatorname{sh} \beta B = \alpha \operatorname{sh} \beta (B_п + B_{max} \sin \omega t),$$

где α и β — коэффициенты аппроксимации, равные соответственно 0,17 и 0,00045 для стали Э21, 0,0115 и 0,0005 для армко;
B — полная индукция в сердечнике якоря;
$B_п$ — постоянная составляющая индукции;
B_{max} — амплитудное значение переменной составляющей индукции.

Последнее выражение можно представить в безразмерной форме, тогда вольтамперные характеристики будут универсальны, т. е. пригодны для всех видов стали

$$h = \operatorname{sh} b = \operatorname{sh} (b_п + b_м \sin \omega t),$$

где

$$h = \frac{H}{\alpha}, \quad b = \beta B, \quad b_п = \beta B_п \quad и \quad b_м = \beta B_{max}.$$

После соответствующего преобразования выражение для мгновенного значения напряженности поля будет

$$h = h_п + \sum_{n=1}^{\infty} h_{2n} \cos 2n\omega t - \sum_{n=1}^{\infty} h_{2n+1} \sin (2n+1) \omega t,$$

где

$$h_{2n} = 2J_{2n} (jb_м) \cdot \xi_п,$$

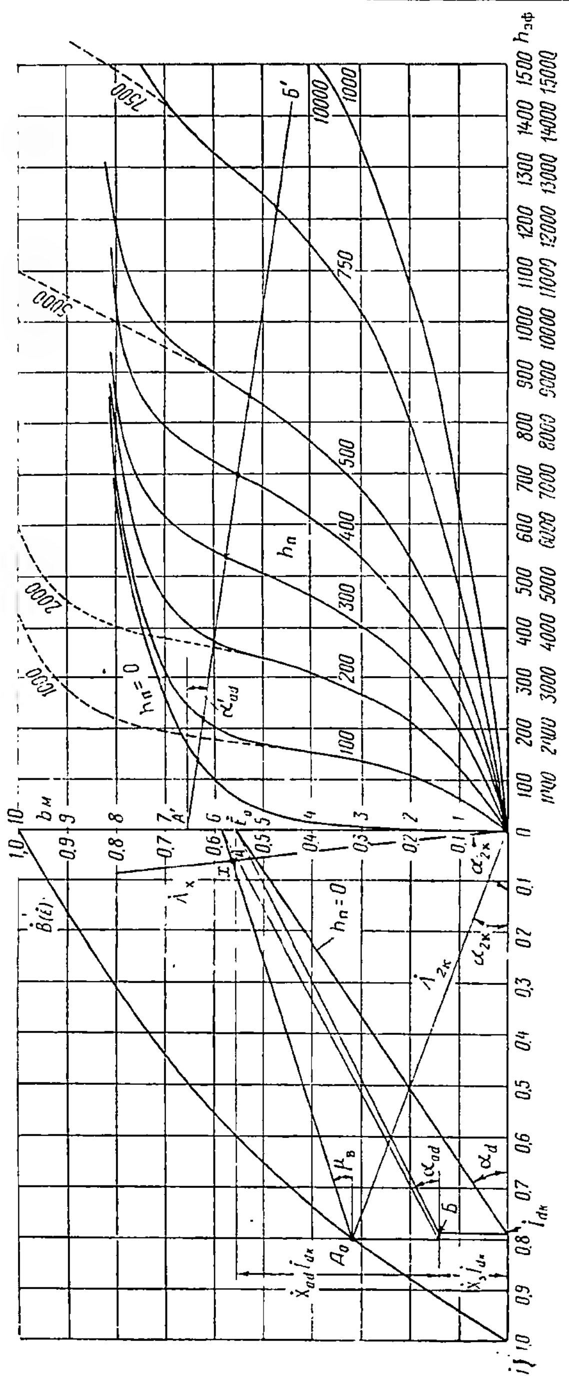
$$h_{2n+1} = 2\, jJ_{2n+1} (j\, b_м) \sqrt{1+\xi_п^2},$$

$$\xi_п = \frac{h_п}{J_0 (jb_м)},$$

J_n — бесселевы функции n-ного порядка от чисто мнимого аргумента $(jb_м)$.

Для определения действующего значения напряженности переменного поля в сердечнике якоря $h_{эф}$ необходимо возвести в квадрат переменную часть выражения для h и найти ее среднее значение за период.

Учитывая изложенное, действующее значение напряженности переменного поля в сердечнике якоря выразим при помощи бесконеч-



Фиг. 4.50. Универсальные кривые намагничивания.

ного ряда, коэффициенты которого являются бесселевыми функциями от чисто мнимого аргумента, т. е.

$$h_{эф}=1{,}41\sqrt{(1+\xi_п^2)\sum_1^{\infty}[jJ_{2n+1}(jb_м)]^2+\xi_п^2\sum_1^{\infty}[J_{2n}(jb_м)]^2}.$$

Пользуясь последним выражением, на фиг. 4.50 построим безразмерные вольтамперные характеристики

$$b_м=\varphi_1(h_{эф}) \text{ по } h_п.$$

Если на безразмерные вольтамперные характеристики (см. фиг. 4.50) нанести линию $A'Б'$, соответствующую внутренней характеристике $AБ$ из относительной диаграммы магнита, но переведенную в масштаб вольтамперных характеристик, то ординаты точек пересечения линии $A'Б'$ с вольтамперными кривыми дадут в определенном масштабе э. д. с. холостого хода при различных значениях постоянного поля, т. е. $E_0=f(H_п)$. Имея зависимости $E_0=f(H_п)$ и $E_0=f_1(I)$, можно построить регулировочные характеристики

$$H_п=\varphi(I).$$

Порядок построения таков:

1) определяется $\overset{*}{E}_0$ по диаграмме магнита без учета магнитного падения в сердечнике якоря (§ 4.7);

2) $\overset{*}{E}_0$ переводится из координат E_r в координаты $b_м$;

3) из точки A', соответствующей $\overset{*}{E}_0$ в координатах $b_м$ под углом $\alpha'ad=\operatorname{arctg}\frac{b_м}{h_{эф}}$ к оси абсцисс, проводим линию $A'Б'$;

4) переводим ординаты точек пересечения линии $A'Б'$ с $b_м=\varphi_1(h_{эф})$ из масштаба $b_м$ в масштаб E_r и получаем зависимость

$$\overset{*}{E}_0=f(h_п).$$

Если $\Delta U\geqslant 0{,}8$, то при индукции в сердечнике якоря $B_{с.я}\approx 10\,000$ *гс* (для сплавов альнико и альниси) можно предварительно принимать удельную н. с. подмагничивания

$$H_п\approx 50 \text{ ав/см}.$$

Размеры обмотки подмагничивания. При определении размеров обмотки подмагничивания необходимо учитывать, что максимальное напряжение на зажимах обмотки составляет примерно 45% от напряжения сети, тогда как остальное напряже-

ние падает на регулятор напряжения. Н. с. обмотки подмагничивания определяется выражением

$$F_{\text{п}\max}=\pi D_{\text{н}} H_{\text{п}\max}\left(1-\frac{h_{\text{я}}}{D_{\text{н}}}\right)=\pi D_{\text{н}} H_{\text{п}\max}\xi_D \ \text{ав}, \qquad (4.39)$$

где $H_{\text{п}\max}$ — напряженность постоянного поля в сердечнике якоря при холостом ходе генератора в *ав/см*;

$D_{\text{н}}$ и $h_{\text{я}}$ — наружный диаметр и высота сердечника якоря;

$H_{\text{п}}=f(\Delta U)$ — по фиг. 4. 49.

Максимальный ток управления при холостом ходе генератора $I_{\text{п}\max}$ определяется типом применяемого регулятора и должен быть выбран так, чтобы максимально использовался выпрямитель регулятора.

Число витков обмотки подмагничивания

$$w_{\text{п}}=\frac{F_{\text{п}\max}}{I_{\text{п}\max}}.$$

Сечение обмотки подмагничивания, если учитывать (4. 39) и принять

$$l_{\text{п.ср}}\approx 2{,}2l\left(1+\frac{h_{\text{я}}}{l}\right)=2{,}2\,l\xi_l,$$

будет

$$S_{\text{п}}=\rho_t\,\frac{F_{\text{п}\max}}{U_{\text{п}\max}}\,l_{\text{п.ср}}\approx 2{,}2\,\rho_t\varPi_{\text{н}}\,\frac{H_{\text{п}\max}}{U_{\text{п}\max}}\,\xi_D\xi_l \ \text{мм}^2, \qquad (4.40)$$

где $\varPi_{\text{н}}=\pi D_{\text{н}} l$ — наружная поверхность сердечника якоря в *см*²,

$$U_{\text{п}\max}\approx 0{,}45\,U_{\text{н}};$$

в первом приближении

$$S_{\text{п}}\approx 1{,}1\varPi_{\text{н}}\,\frac{H_{\text{п}\max}}{U_{\text{п}\max}}\,10^{-3} \ \text{мм}^2.$$

Сопротивление обмотки подмагничивания

$$R_{\text{п}}=\rho_t\,\frac{l_{\text{п.ср}}\,w_{\text{п}}}{S_{\text{п}}}\approx 2{,}2\rho_t\varPi_{\text{н}}\,\frac{H_{\text{п}\max}}{I_{\text{п}\max}S_{\text{п}}}\,\xi_D\xi_l; \qquad (4.41)$$

в первом приближении

$$R_{\text{п}}\approx 5\varPi_{\text{н}}\,\frac{H_{\text{п}\max}}{I_{\text{п}\max}S_{\text{п}}}\cdot 10^{-4} \ \text{ом}.$$

Максимальные потери в обмотке подмагничивания при холостом ходе

$$P_{\text{п}\max}=R_{\text{п}}I^2_{\text{п}\max}\approx 2{,}2\,\rho_t\xi_D\xi_l\varPi_{\text{н}}H_{\text{п}\max}j_{\text{п}\max} \ \text{вт}; \qquad (4.42)$$

где

$$j_{\text{п}\max}=\frac{I_{\text{п}\max}}{S_{\text{п}}} \ \text{а/мм}^2.$$

Максимальный удельный тепловой поток от потерь в обмотке подмагничивания

$$a_{\text{п max}}=\frac{P_{\text{п max}}}{П_{\text{п}}}=2{,}2\,\rho_t\xi_D\xi_t H_{\text{п max}}\,j_{\text{п max}}\ \ вт/см^2$$

почти не зависит от мощности генератора и является постоянной величиной, приблизительно равной 0,20 *вт/см²* при $j_{\text{п max}}=8$ *а/мм²*.

Кратность подмагничивающего тока рекомендуется принимать в пределах $k_{\text{п}}=I_{\text{п max}}/I_{\text{п min}}=4\div6$ в зависимости от типа регулятора.

Относительное значение мощности управления, если учесть, что

$$Dl=\frac{S}{Df\sigma_{\text{м.э}}}=S^{2/3}\lambda^{1/3}(f\sigma_{\text{м.э}})^{-2/3}$$

будет равно

$$\frac{P_{\text{п max}}}{S}=6{,}9\,\rho_t\,\xi_D\,\xi_t H_{\text{п max}}\,j_{\text{п max}}\frac{\lambda^{1/3}k_D}{S^{1/3}(f\sigma_{\text{м.э}})^{2/3}}\approx$$

$$\approx 7{,}0\,\rho_t H_{\text{п max}} j_{\text{п max}}\frac{\lambda^{1/3}k_D}{S^{1/3}(f\sigma_{\text{м.э}})^{2/3}}, \qquad (4.43)$$

где $k_D=D_{\text{н}}/D$, $\sigma_{\text{м.э}}\approx 3{,}5\cdot10^{-8}\,БH_cB_rk_{\text{з.м}}$ — степень использования магнитоэлектрической машины.

Приближенно

$$\frac{P_{\text{п max}}}{S}\approx\frac{H_{\text{п max}}\,j_{\text{п max}}}{Df\,H_cB_r}=\frac{H_{\text{п max}}\,j_{\text{п max}}}{S^{1/3}(fH_cB_r\,Б\,k_{\text{з.м}})^{2/3}},$$

т. е. относительная мощность управления в первом приближении снижается при увеличении диаметра якоря (мощности машины), частоты и удельной энергии магнита. Кроме того, она зависит от значения $\cos\varphi$, ΔU, p, γ и $\mu_{\text{в}}$, так как от этих величин в свою очередь зависят размеры машины.

Отношение полного поперечного сечения обмотки подмагничивания к полному поперечному сечению обмотки якоря определится из выражения

$$\sum S_{\text{п}}=\frac{F_{\text{п max}}}{j_{\text{п max}}}=\frac{\pi D_{\text{н}}\xi_D}{j_{\text{п max}}}H_{\text{п max}} \quad \text{и} \quad \sum S_{\text{я}}=\frac{\pi DA}{j_{\text{я}}}$$

следующим образом:

$$\frac{\sum S_{\text{п}}}{\sum S_{\text{я}}}=\frac{D_{\text{н}}}{D}\,\frac{j_{\text{я}}}{j_{\text{п max}}}\,\frac{H_{\text{п max}}}{A}\left(1-\frac{h_{\text{я}}}{D_{\text{н}}}\right). \qquad (4.44)$$

Относительное значение сечения меди обмотки подмагничивания в пазах якоря снижается с увеличением линейной нагрузки (мощности машины). В машинах малой мощности обмотка подмагничивания занимает около половины сечения паза.

С х е м ы р е г у л и р о в а н и я. Регулирование и стабилизация напряжения, основанные на изменении магнитного сопротивления

магнитопровода путем насыщения сердечника якоря постоянным потоком, могут быть отнесены к методам прямого регулирования, так как чувствительный элемент регулятора реагирует на отклонение напряжения генератора от заданного уровня. Регулятор является статическим с определенной допустимой величиной статизма, зависящей от согласования характеристик регулятора с «регулировочной» характеристикой генератора.

$$I_п=f(I) \text{ при } U_г=\text{const и } n=\text{const}.$$

Для правильной работы регулятора с наименьшей величиной статизма рабочая кратность изменения тока подмагничивания (постоянного потока) не должна превосходить определенной величины, которую может обеспечить регулятор того или иного типа при заданном сопротивлении нагрузки (сопротивлении обмотки подмагничивания). При данном методе регулирования особенность работы регуляторов состоит в том, что они работают на активно-индуктивную нагрузку со значительной величиной индуктивности обмотки подмагничивания генератора, которая значительно больше индуктивности обмотки возбуждения генераторов для одной и той же мощности вследствие отсутствия зазора на пути потока подмагничивания.

Для регулирования напряжения магнитоэлектрических генераторов по данному методу могут быть применены регулятор с дросселем насыщения (дроссельным магнитным усилителем) и угольный регулятор, работающий совместно с магнитным усилителем.

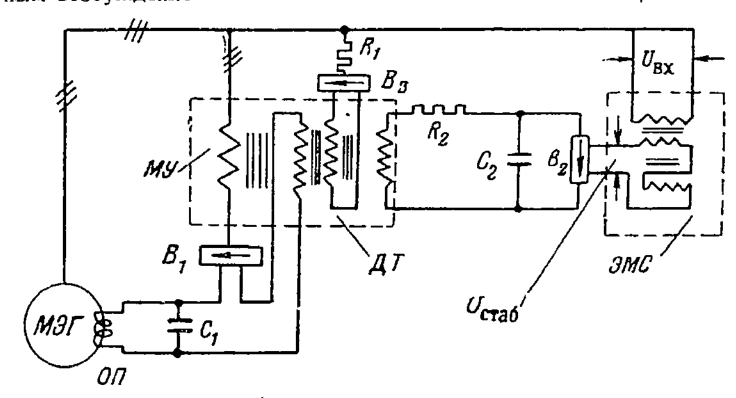
Регулятор первого варианта представляет собой статический регулятор прямого действия с измерительным органом в виде обмотки подмагничивания дросселя насыщения, реагирующий непосредственно на отклонение регулируемого напряжения от заданного уровня.

Принципиальная схема регулирования генератора может быть выполнена трехфазной и однофазной. Однофазный вариант, естественно, применим к регулированию напряжения однофазного магнитоэлектрического генератора.

В схеме (фиг. 4.51) применен трехфазный дроссель насыщения ДТ, индуктивное сопротивление которого является переменным сопротивлением в цепи обмотки подмагничивания генератора. Последняя питается от напряжения генератора через трехфазный дроссель и селеновый мост $В_1$. На выходе селенового моста поставлена емкость $С_1$ для компенсации значительного индуктивного сопротивления обмотки подмагничивания генератора, повышения коэффициента усиления трехфазного дросселя и чувствительности схемы. Индуктивным сопротивлением дросселя управляет измерительный орган напряжения схемы — обмотка подмагничивания трехфазного дросселя ДТ, которая питается от напряжения генератора через селеновый двухполупериодный мостик $В_3$. Для создания опорного напряжения смещения в схеме применен электромагнитный стабилизатор напряжения ЭМС. При помощи ампервитков обмотки смещения, питающейся через $В_2$ от напряжения ЭМС, можно выбирать рабочую точку на характеристике трехфазного дросселя $I_{др}=f(I)$.

Отметим, что при данном методе регулирования вследствие значительной величины индуктивности обмотки подмагничивания генератора необходимо повышать коэффициент положительной обратной связи трехфазного дросселя. Обмотка обратной связи дросселя включена последовательно с обмоткой подмагничивания генератора.

По схеме фиг. 4.51 были испытаны авиационные магнитоэлектрические генераторы мощностью 75÷1000 *ва*, которые сохраняли постоянство напряжения с точностью ±2% (с учетом несимметрии линейных напряжений). При этом вес и габариты регулятора примерно соответствовали весу и габаритам регулятора, предназначенного для регулирования напряжения генератора с электромагнитным возбуждением.



Фиг. 4.51. Трехфазная схема регулирования напряжения магнитоэлектрических генераторов.

ОП—обмотка подмагничивания сердечника якоря, *МУ*—трехфазный магнитный усилитель, B, B_2 и B_3—полупроводниковые выпрямители, питающие соответственно обмотку подмагничивания и обратной связи, обмотки смещения и управления.

Степень искажения формы кривой напряжения несколько возрастает с увеличением напряженности подмагничивающего поля (при $H_{п\,max}>50$ *ав/см*).

Основное искажение формы кривой напряжения вносит нагрузка генератора на нелинейное сопротивление трехфазного дросселя и селеновых вентилей в случае значительной величины кажущейся мощности регулирования относительно номинальной мощности генератора.

Чем меньше мощность генератора, тем меньшую величину мощности регулирования можно от него забирать, т. е. необходимо уменьшать ток подмагничивания генератора при тех же $F_п$.

Это приводит к увеличению площади, занимаемой обмоткой подмагничивания, и увеличению габаритов машины, так как активное сопротивление обмотки не должно превышать определенной величины от условий оптимальной характеристики дросселя насыщения. Активное падение напряжения в обмотке подмагничивания должно быть

$$\Delta U_{п.акт} \leqslant \frac{U_г}{\sqrt{2}}.$$

Поэтому для генераторов малой мощности (200 *ва* и меньше) применение данного метода приводит к возрастанию веса и габаритов генератора.

Для генераторов большой мощности можно допустить значительную мощность регулирования (значительный ток подмагничивания) без заметных искажений формы кривой напряжения генератора, причем относительная мощность регулирования падает с увеличением мощности генератора. Поэтому применение данного метода регулирования наиболее рационально для генераторов мощностью 300 *ва* и более.

Так, для генератора мощностью порядка 500 *ва* наибольшая кажущаяся мощность управления (холостой ход) составляет

$$P_{\text{п}\,\max}=\sqrt{3}\,I_{\text{п}}U_{\text{п}}\approx 125\ \textit{ва}$$

при активной мощности регулирования $P_{\text{п.акт}}=R_{\text{п}}I^2=50$ *вт*, а обмотка подмагничивания занимает 50 % сечения паза.

С целью уменьшения несимметрии напряжений для регулирования трехфазного магнитоэлектрического генератора наиболее рационально применять трехфазный вариант, так как он создает симметричную нагрузку на генератор. Однако вес трехфазной схемы несколько выше, чем однофазной.

4.7. ЭЛЕМЕНТЫ АНАЛИТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ГЕНЕРАТОРОВ [1]

В основе теории цепей с постоянными магнитами лежит кривая размагничивания, которая является характеристикой источника н. с. и называется *диаграммой магнита*. Она однозначно определяется: задерживающей (коэрцитивной) силой H_c, остаточной индукцией B_r, коэффициентом формы γ гистерезисной кривой и коэффициентом возврата $\mu_{\text{в}}$.

Коэффициентом формы γ называют отношение максимальной магнитной энергии $A_{\max}=(BH/8\pi)_{\max}$ к условной магнитной энергии $A_c=B_rH_c/8\pi$, т. е.

$$\gamma=\frac{A_{\max}}{A_c}=\frac{(BH)_{\max}}{B_rH_c}=(\overset{*}{B}\overset{*}{H})_{\max}. \qquad (4.45)$$

Диаграмма магнита может быть представлена в координатной системе B_r и H_c, Φ_r и F_c или в относительных единицах $\overset{*}{B}=B/B_r$ и $\overset{*}{H}=H/H_c$ (см. § 4.4), причем за единицу магнитного сопротивле-

[1] А. И. Бертинов, Элементы аналитической теории магнитоэлектрических цепей, Труды МАИ 84, Оборонгиз, 1957.

ния R_r, магнитной проводимости Λ_r и магнитной проницаемости μ_r принимают величины

$$\left.\begin{aligned} R_r &= \frac{F_c}{\Phi_r} = 0{,}8\frac{h_м}{S_м}\frac{H_c}{B_r} = R\frac{H_c}{B_r} = \frac{R}{\mu_r}, \\ \Lambda_r &= \frac{\Phi_r}{F_c} = 1{,}25\frac{S_м}{h_м}\frac{B_r}{H_c} = \Lambda\frac{B_r}{H_c} = \Lambda\mu_r, \\ \mu_r &= \frac{B_r}{H_c}. \end{aligned}\right\} \quad (4.46)$$

Здесь

$$R = 0{,}8\frac{h_м}{S_м} = 0{,}8\,k_м \quad и \quad \Lambda = 1{,}25\frac{S_м}{h_м} = \frac{1{,}25}{k_м}$$

— магнитное сопротивление и магнитная проводимость пространства, занятого магнитом (но не материалом магнита);

$k_м = h_м/S_м$ — коэффициент формы магнита;

$h_м$ и $S_м$ — длина и поперечное сечение магнита.

Магнитное сопротивление и магнитная проводимость внешней цепи в относительных единицах при этом будут:

$$\left.\begin{aligned} \overset{*}{R}_\delta &= \frac{R_\delta}{R_r} = \frac{\overset{*}{F}}{\overset{*}{\Phi}} = \frac{F}{F_c}\frac{\Phi_r}{\Phi} = \frac{\overset{*}{H}}{\overset{*}{B}} = \frac{\delta}{S_\delta}\frac{S_м}{h_м}\mu_r, \\ \overset{*}{\Lambda}_\delta &= \frac{\Lambda_\delta}{\Lambda_r} = \frac{S_\delta}{\delta}\frac{h_м}{S_м\mu_r}, \end{aligned}\right\} \quad (4.47)$$

где значком * отмечены относительные величины.

При этом, как отмечалось выше, независимо от системы координат для тангенса угла наклона линии $O\delta$ будут верны следующие выражения:

$$\left.\begin{aligned} &\operatorname{tg}\delta = \frac{\overset{*}{F}}{\overset{*}{\Phi}} = \frac{\overset{*}{H}}{\overset{*}{B}} = \frac{\mu_r}{\mu} = \frac{1}{\overset{*}{\mu}} = \overset{*}{R}_\delta \\ и \\ &\operatorname{tg}\alpha = \operatorname{ctg}\delta = \frac{\overset{*}{B}}{\overset{*}{H}} = \overset{*}{\mu} = \frac{\mu}{\mu_r} = \overset{*}{\Lambda}_\delta, \end{aligned}\right\} \quad (4.48)$$

где $\overset{*}{\mu} = \mu/\mu_r$ — относительная проницаемость материала магнита.

Характеристики н. с. современных материалов для постоянных магнитов могут быть с достаточной точностью аппроксимированы равнобокой гиперболой вида

$$B = B_r\frac{H_c - H}{H_c - \dfrac{H}{B_s}} = B_r\frac{H_c - H}{H_c - aH} = B_r\frac{\gamma(H_c - H)}{H_c\gamma - (2\sqrt{\gamma} - 1)H} \quad (4.49)$$

или в относительных единицах

$$\overset{*}{B} = \overset{*}{B}_s \frac{1 - \overset{*}{H}}{\overset{*}{B}_s - \overset{*}{H}} = \frac{1 - \overset{*}{H}}{1 - a\overset{*}{H}} = \frac{\gamma(1 - \overset{*}{H})}{\gamma - (2\sqrt{\gamma} - 1)\overset{*}{H}}. \qquad (4.49а)$$

Здесь $H(\overset{*}{H})$ считается положительным при размагничивании и

$$a = \frac{1}{\overset{*}{B}_s}, \quad \overset{*}{B} = \frac{B}{B_r}, \quad \overset{*}{H} = \frac{H}{H_c}, \quad \overset{*}{B}_s = \frac{B_s}{B_r} = \frac{\gamma}{2\sqrt{\gamma} - 1},$$

$\gamma = (BH)_{max}/B_rH_c = (\overset{*}{B}\overset{*}{H})_{max}$ — коэффициент формы кривой размагничивания.

На фиг. 4.52 приведены зависимости $\overset{*}{B}_s$ и $a = f(\gamma)$, а также $\overset{*}{B}_м$ и $\overset{*}{H}_м = f(\gamma)$ в точке $(\overset{*}{B}\overset{*}{H})_{max}$.

Пользуясь (4.49), легко по параметру γ, $\overset{*}{B}_s$ или a построить относительную кривую размагничивания. Анализ (4.49) показывает, что при $\gamma = 0{,}25$ равнобокая гипербола обращается в прямую линию

$$\overset{*}{B} = 1 - \overset{*}{H},$$

что соответствует наименее желательной форме кривой размагничивания в виде треугольника.

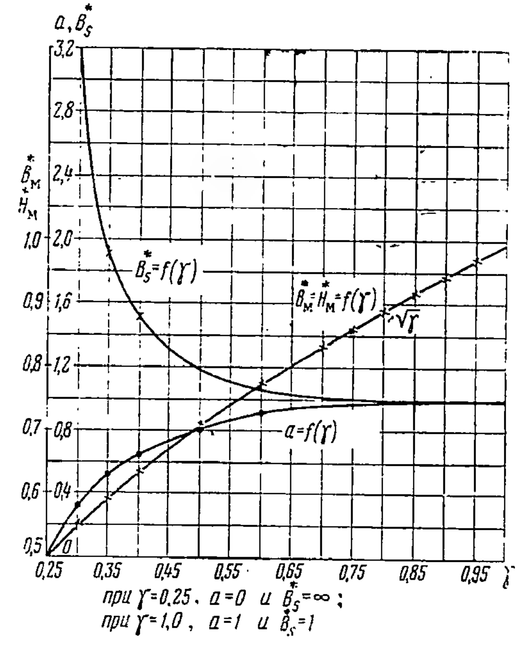
При $\gamma = 1$ гипербола превращается в прямую линию, параллельную оси абсцисс, т. е.

$$\overset{*}{B} = 1,$$

что соответствует идеальному материалу для постоянных магнитов, имеющих кривую размагничивания в виде прямоугольника; при этом линия возврата отсутствует, так как $\mu_в = (\Delta B/\Delta H) = 0$.

При $\gamma = 0{,}5$ уравнение гиперболы принимает вид

$$\overset{*}{B} = \frac{1 - \overset{*}{H}}{1 - 0{,}828\overset{*}{H}};$$



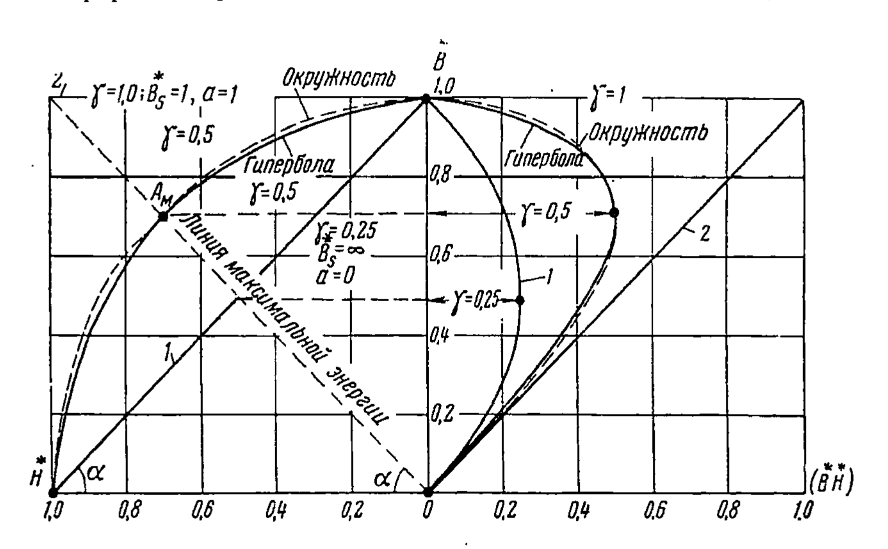
Фиг. 4.52. Относительная индукция насыщения (индукция и напряженность поля в точке $\overset{*}{B}\overset{*}{H}_{max}$) в зависимости от формы кривой.

оно может быть заменено с достаточной для практики точностью окружностью (пунктирная кривая фиг. 4.53), коэффициент формы которой также равен 0,5, т. е.

$$\overset{*}{B}=\sqrt{1-\overset{*}{H}{}^2}.$$

На фиг. 4.53 приведены кривые размагничивания в относительных координатах, имеющие различные коэффициенты формы.

Если принять, что все возможные кривые размагничивания лежат в зоне между диагональю *1* и прямоугольником *2*, то коэффициент формы теоретически может изменяться от $\gamma=0{,}25$ (для диа-



Фиг. 4.53. Кривые размагничивания в относительных единицах.

гонали) до $\gamma=1$ (для *2*), т. е. $0{,}25<\gamma<1$ и, следовательно, $1<\overset{*}{B}_s<\infty$ и $1>a>0$.

Современные материалы для постоянных магнитов имеют коэффициент формы в пределах $\gamma=0{,}3\div0{,}65$; первое значение относится к сплавам типа альниси (АНК), второе — к сплавам типа магнико (АНКО). Следовательно, для них $\overset{*}{B}_s=3{,}15\div1{,}06$ и $a\approx0{,}318\div0{,}945$.

Ранее применявшиеся углеродистые, хромистые и вольфрамовые стали имели коэффициент формы $\gamma\approx0{,}5$.

Несмотря на большое многообразие областей применения и конструктивных форм магнитов, магнитные цепи с постоянными магнитами могут быть разделены на две основные группы по режиму работы.

В п е р в у ю группу входят магниты, работающие в цепях с неизменным значением магнитной проводимости и при отсутствии влияния внешних магнитных полей. Во в т о р у ю группу входят

магниты, работающие в цепях с переменным значением магнитной проводимости и наличием влияния внешних переменных магнитных полей.

При работе магнита на неизменную нагрузку — статический режим — различают два случая: магнит не стабилизирован и работает на кривой размагничивания и, следовательно, он необратим; магнит стабилизирован и работает на линии возврата и, следовательно, он обратим.

При работе магнита на изменяющуюся нагрузку — динамический режим — магнит всегда работает на линии возврата и обратим (магниты магнитоэлектрических машин).

При исследовании сложных магнитоэлектрических цепей обычно принимают следующие практически оправдываемые допущения:

а) магнит намагничен до насыщения, и, если он анизотропен, то намагничен по соответствующим осям;

б) арматура не насыщена, следовательно, между н. с. и потоком имеет место линейная зависимость;

в) магнит имеет постоянное поперечное сечение, поток по длине магнита одинаков и распределен равномерно по его сечению; поперечным намагничиванием пренебрегают (справедливо при коэффициенте формы магнита $k_м<2$);

г) весь поток рассеяния магнита Φ_σ излучается полюсами, т. е. включен параллельно потоку полюсов $\Phi=\Phi_\delta+\Phi_\sigma$, и коэффициент рассеяния $k_\sigma=\Phi/\Phi_\delta=\text{const}$ по всей длине магнита;

д) постоянный магнит рассматривается как источник н. с. и как участок магнитной цепи с магнитным сопротивлением (проводимостью) $R_м(\Lambda_м)$;

е) внутренняя н. с. магнита F_c представляется состоящей из н. с. F, которую он развивает на поверхности полюсов, и падения магнитного потенциала в самом магните, т. е. $F_c=F+R_м\Phi$, где Φ — магнитный поток в теле магнита, равный сумме потока в зазоре Φ и потока рассеяния Φ_σ;

ж) если не учитывать поток рассеяния, то внутренняя н. с. магнита F_c за вычетом падения магнитного потенциала в самом магните расходуется на преодоление падения магнитного потенциала в сопротивлении внешней цепи (воздушные зазоры и магнитно-мягкие участки цепи) и на компенсацию размагничивающего влияния внешних полей.

Как известно, любую магнитную цепь можно моделировать как электрическую цепь. Использование схем замещения магнитных цепей магнитоэлектрических машин упрощает аналитическое исследование этих машин.

Ниже рассматривается работа магнитов на линии возврата и в динамическом режиме, а рассмотрение особенностей их работы на кривой размагничивания опускается.

Работа на линии возврата

Рассмотрим случай, когда постоянный магнит, предназначенный для работы в магнитной цепи с постоянным сопротивлением и при отсутствии внешних магнитных полей, подвергается предварительной стабилизации либо при помощи изменения внешней проводимости (стабилизация рассеянием), либо при помощи внешнего размагничивающего поля. В этом случае магнит работает на вторичной петле гистерезиса, которая имеет своим началом точку на основной гистерезисной кривой и пересекает ось ординат (B) в точке $B_в$.

Обычно вторичную петлю гистерезиса, имеющую начало на основной гистерезисной кривой, заменяют прямой линией, соединяющей начало и конец вторичной петли. Эту линию называют линией возврата, а точку A_0 — точкой отхода линии возврата (§ 4. 1).

Положение линии возврата однозначно определяется положением точки отхода на кривой размагничивания и коэффициентом возврата $\mu_в'$.

Если предположить, что все линии возврата параллельны, т. е. $\mu_в'=\mathrm{const}$, то они должны быть параллельны и предельной линии возврата, соответствующей касательной к кривой размагничивания в точке B_r. Таким образом, для предварительного определения наклона линии возврата ее можно рассматривать как касательную к кривой размагничивания в точке B_r и определять наклон линии возврата как производную уравнения кривой размагничивания для точки B_r, где $H=0$. Если, например, аппроксимировать кривую размагничивания равнобокой гиперболой, то в результате дифференцирования получится следующее выражение:

$$\mu_к=\frac{\overset{*}{B}_s-1}{\overset{*}{B}_s}=1-a=\frac{(\sqrt{\gamma}-1)^2}{\gamma}. \tag{4.50}$$

Очевидно, что при $\gamma=1$ коэффициент возврата равен нулю, т. е. кривая возврата отсутствует; при $\gamma=0{,}25$ коэффициент возврата достигает максимального значения, равного единице.

Обычно отношение $\mu_в/\mu_к>1$ и равно в рабочей зоне примерно 3 для анизотропных сплавов типа магнико и $1{,}1\div1{,}6$ для изотропных сплавов типа альнико.

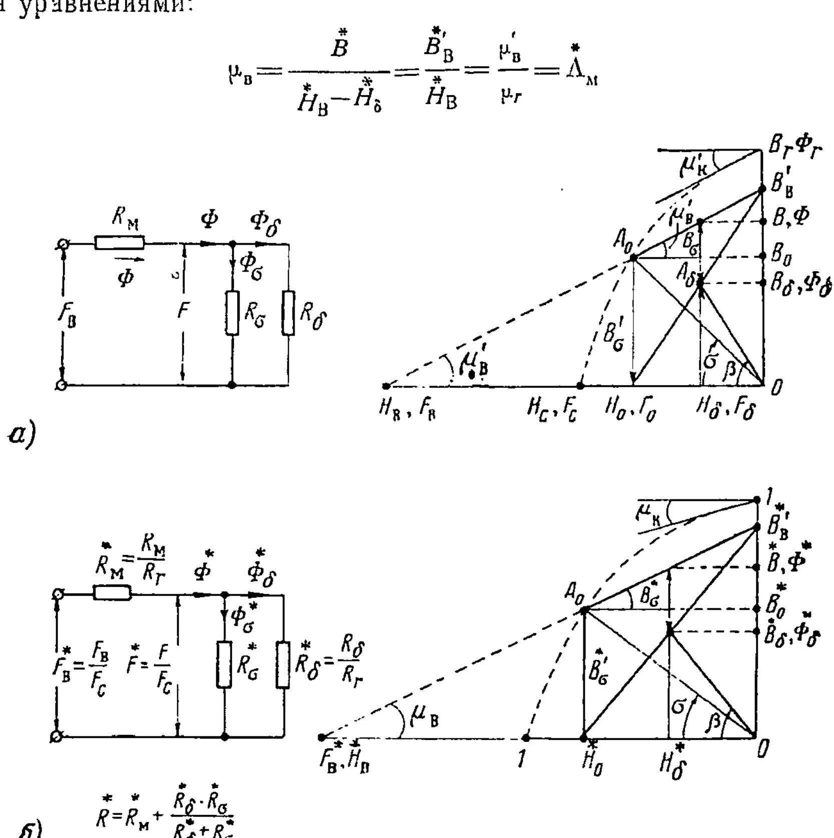
Для сплавов с малым коэффициентом формы кривой размагничивания ($\gamma\leqslant0{,}3$) $\mu_в$ приближается к значению $\mu_к$ по выражению (4. 50). Для сплавов с большим коэффициентом формы ($\gamma\geqslant0{,}6$) $\mu_в$ в рабочей зоне превосходит значение $\mu_к$ в $2{,}5\div3$ раза.

На фиг. 4. 54 приведены схемы замещения магнитной цепи в абсолютных и относительных единицах, а также гистерезисные диаграммы магнитной цепи при работе магнита на линии возврата.

В схемах замещения внутреннее сопротивление магнита принято постоянным. Для этой цели введено понятие фиктивной н. с. $\overset{*}{F}_в=F_в/F_c$, величина которой определяется пересечением продолжения

линии возврата с осью абсцисс. В этом случае рабочая характеристика источника н. с. представляет собой прямую линию, а магнитная проницаемость и внутреннее сопротивление магнита выражаются уравнениями:

$$\mu_{\text{в}}=\frac{\overset{*}{B}}{\overset{*}{H}_{\text{в}}-\overset{*}{H}_{\delta}}=\frac{\overset{*}{B}{}'_{\text{в}}}{\overset{*}{H}_{\text{в}}}=\frac{\mu'_{\text{в}}}{\mu_{г}}=\overset{*}{\Lambda}_{\text{м}}$$



Фиг. 4. 54. Схемы замещения и соответствующие им гистерезисные диаграммы магнита при работе на линии возврата.

а—в абсолютных единицах, *б*—в относительных единицах.

— магнитная проницаемость возврата (внутренняя проводимость магнита);

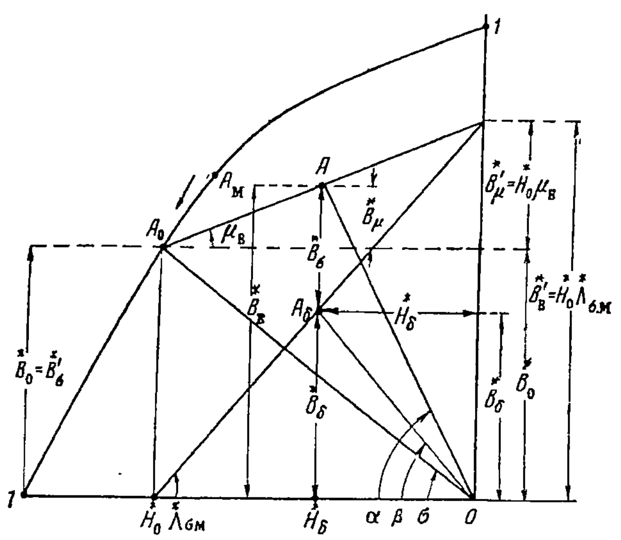
$$\overset{*}{R}_{\text{м}}=\frac{R_{\text{м}}}{R_{г}}=\frac{1}{\mu_{\text{в}}}=\frac{1}{\overset{*}{\Lambda}_{\text{м}}}$$

— внутреннее сопротивление магнита.

Стабилизация размыканием магнитной цепи

На фиг. 4. 55 приведена диаграмма магнитной цепи, соответствующая работе магнита на линии возврата с учетом рассеяния.

При этом предположено, что в точке отхода линии возврата полезный поток равен нулю ($\Phi \equiv B_\delta = 0$), т. е. в точке A_0 весь поток магнита представляет собой поток рассеяния ($\Phi = \Phi'_\sigma$). Практически это означает, что стабилизация магнита произведена до значения $B_0 = B'_\sigma = H_0 \,\mathrm{tg}\, \sigma = H_0 \Lambda_\sigma$, т. е. размыканием магнитной цепи. Пользуясь обозначениями фиг. 4.55, напишем некоторые соотношения.



Фиг. 4.55. Относительная диаграмма магнита при стабилизации размыканием цепи.

Индукции, соответствующие потоку рассеяния,

$$\overset{*}{B}_0=\overset{*}{B}{}'_\sigma=\overset{*}{H}_0\,\mathrm{tg}\,\sigma=\overset{*}{H}_0\overset{*}{\Lambda}_\sigma \quad \text{и} \quad \overset{*}{B}_\sigma=\overset{*}{H}\,\mathrm{tg}\,\sigma=\overset{*}{H}\overset{*}{\Lambda}_\sigma. \tag{4.51}$$

Фиктивные индукции, соответствующие наклону линии возврата,

$$\overset{*}{B}{}'_м=\overset{*}{H}_0\,\mathrm{tg}\,\overset{*}{\mu}=\overset{*}{H}_0\overset{*}{\Lambda}_м=\overset{*}{H}_0\mu_в \quad \text{и} \quad \overset{*}{B}_м=\overset{*}{H}\overset{*}{\Lambda}_м=\overset{*}{H}\mu_в. \tag{4.52}$$

Полезная магнитная индукция в воздушном зазоре

$$\overset{*}{B}_\delta=\overset{*}{B}_в-(\overset{*}{B}_м+\overset{*}{B}_\sigma)=$$

$$=\overset{*}{B}_в-\overset{*}{H}(\overset{*}{\Lambda}_\sigma+\overset{*}{\Lambda}_м)=\overset{*}{B}_в-\overset{*}{H}\overset{*}{\Lambda}_{\sigma м}, \tag{4.53}$$

где индукция $B_в$ соответствует точке пересечения линии возврата с осью B, т. е. наибольшей индукции при внешнем магнитном сопротивлении, равном нулю ($\overset{*}{B}_в$ — индукция при короткозамкнутой магнитной цепи), и равна

$$\overset{*}{B}_в=\overset{*}{B}{}'_м+\overset{*}{B}{}'_\sigma=\overset{*}{H}_0\overset{*}{\Lambda}_{\sigma м}=\overset{*}{H}_в\overset{*}{\Lambda}_м. \tag{4.54}$$

Здесь

$$\overset{*}{\Lambda}_{\sigma м} = \overset{*}{\Lambda}_{\sigma} + \overset{*}{\Lambda}_{м},$$

$$\overset{*}{H}_{в} = \frac{H_{в}}{H_c} = \overset{*}{H}_0 \frac{\overset{*}{\Lambda}_{\sigma м}}{\overset{*}{\Lambda}_{м}} = \overset{*}{H}_0 \left(1 + \frac{\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}}{\overset{*}{\Lambda}_{м}}\right),$$

$\overset{*}{H}_0$ — напряженность поля, соответствующая точке отхода линии возврата A_0, т. е. напряженность поля разомкнутой магнитной цепи.

Если принять во внимание значение $\overset{*}{B}_{в}$ по (4. 54), то индукцию в воздушном зазоре можно представить в виде

$$\overset{*}{B}_{\delta} = (\overset{*}{H}_0 - \overset{*}{H}) \overset{*}{\Lambda}_{м} + \overset{*}{B}'_{\sigma} \left(1 - \frac{\overset{*}{H}}{\overset{*}{H}_0}\right) = (\overset{*}{H}_0 - \overset{*}{H}) \overset{*}{\Lambda}_{\sigma м}. \qquad (4.55)$$

Установим зависимость между координатами точки отхода линии возврата ($\overset{*}{B}_0 = \overset{*}{B}'_{\sigma}$ и $\overset{*}{H}_0$) и координатами точки полезной энергии ($\overset{*}{B}_{\delta} = \overset{*}{B}$ и $\overset{*}{H}_{\delta} = \overset{*}{H}$). Так как

$$\overset{*}{B}_{\delta} = \overset{*}{H}_{\delta} \overset{*}{\Lambda}_{\beta} = (\overset{*}{H}_0 - \overset{*}{H}) \overset{*}{\Lambda}_{\sigma м},$$

то

$$\left.\begin{aligned} \overset{*}{H}_{\delta} &= \overset{*}{H}_0 \frac{\overset{*}{\Lambda}_{\sigma м}}{\overset{*}{\Lambda}_{\beta} + \overset{*}{\Lambda}_{\sigma м}} = \overset{*}{B}_0 \frac{1}{\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}} \frac{\overset{*}{\Lambda}_{\sigma м}}{\overset{*}{\Lambda}_{\beta} + \overset{*}{\Lambda}_{\sigma м}}, \\ \overset{*}{B}_{\delta} &= \overset{*}{H}_{\delta} \overset{*}{\Lambda}_{\beta} = \overset{*}{B}_0 \frac{\overset{*}{\Lambda}_{\beta}}{\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}} \frac{\overset{*}{\Lambda}_{\sigma м}}{\overset{*}{\Lambda}_{\beta} + \overset{*}{\Lambda}_{\sigma м}}, \end{aligned}\right\} \qquad (4.56)$$

где Λ_{β} — проводимость внешней цепи.

Выражения для $\overset{*}{H}_{\delta}$ и $\overset{*}{B}_{\delta}$ при работе магнита на линии возврата с учетом рассеяния могут быть определены непосредственно из схемы замещения фиг. 4. 54.

Полезная удельная магнитная энергия, развиваемая магнитом во внешнем пространстве, с учетом (4. 55) будет

$$a_{\delta} = \frac{A_{\delta}}{A_c} = (\overset{*}{B}\overset{*}{H})_{\delta} = \overset{*}{H} \left[(\overset{*}{H}_0 - \overset{*}{H}) \overset{*}{\Lambda}_{м} + \overset{*}{B}'_{\sigma} \left(1 - \frac{\overset{*}{H}}{\overset{*}{H}_0}\right) \right]. \qquad (4.57)$$

или на основании (4. 56)

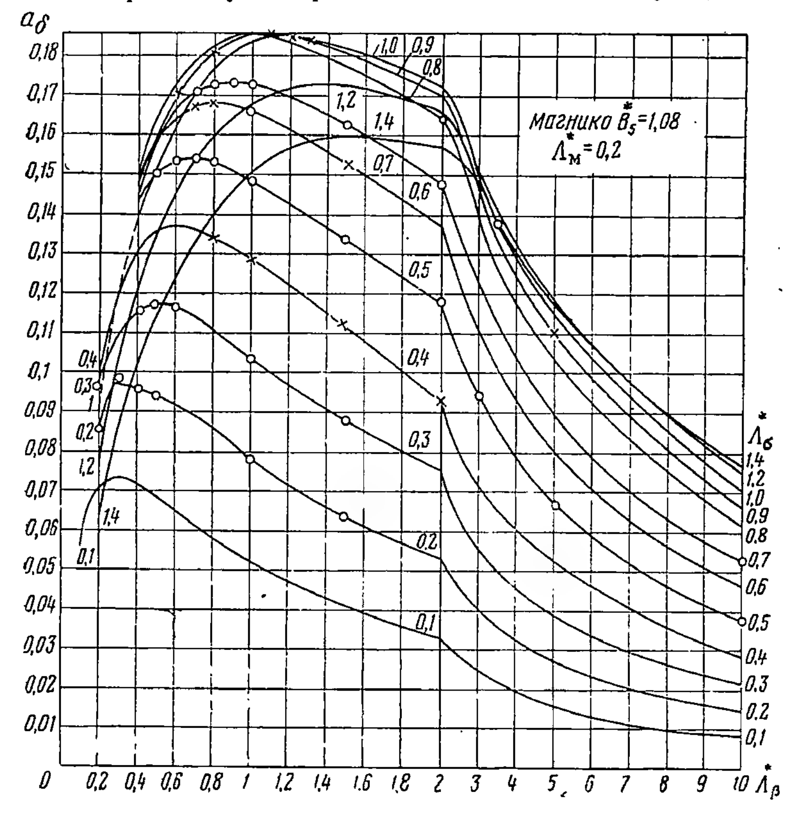
$$a_{\delta} = \overset{*}{H}{}_0^2 \overset{*}{\Lambda}_{\beta} \left(\frac{\overset{*}{\Lambda}_{\sigma м}}{\overset{*}{\Lambda}_{\beta} + \overset{*}{\Lambda}_{\sigma м}} \right)^2 = \overset{*}{B}_0 \overset{*}{H}_0 \frac{\overset{*}{\Lambda}_{\beta}}{\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}} \left(\frac{\overset{*}{\Lambda}_{\sigma м}}{\overset{*}{\Lambda}_{\beta} + \overset{*}{\Lambda}_{\sigma м}} \right)^2. \qquad (4.58)$$

Величина абсциссы точки отхода при аппроксимации кривой размагничивания равнобокой гиперболой определится как

$$\overset{*}{H}_0=\frac{\overset{*}{B}_s}{2}\,\frac{1+\overset{*}{\Lambda}_\sigma}{\overset{*}{\Lambda}_\sigma}\left[1-\sqrt{1-\frac{4\overset{*}{\Lambda}_\sigma}{\overset{*}{B}_s\,(1+\overset{*}{\Lambda}_\sigma)^2}}\right] \tag{4.59}$$

На фиг. 4.56 построены зависимости $a_\delta = f(\overset{*}{\Lambda}_\beta)$ по $\overset{*}{\Lambda}_\sigma$ для сплава магнико (АНКО4).

Для определения максимума полезной магнитной энергии в воздушном зазоре следует определить частные максимумы, вычисляя



Фиг. 4.56. Относительное значение полезной энергии сплава альнико в зависимости от проводимости внешней цепи Λ^*_β и проводимости рассеяния Λ^*_c при коэффициенте возврата $\mu_в = 0{,}2$.

частные производные по $\overset{*}{H}$ и $\overset{*}{H}_0$ и аппроксимируя кривую размагничивания.

Предположив, что $\overset{*}{H}_0=\text{const}$, т. е. $\overset{*}{B}_\sigma=\text{const}$ и $\overset{*}{\Lambda}_\sigma=\text{const}$, определяют напряженность поля $\overset{*}{H}$, при которой магнит развивает

наибольшую полезную энергию в воздушном зазоре, работая на линии возврата при заданном значении проводимости рассеяния $\overset{*}{H}_\sigma$ и $\overset{*}{H}_0$. На основании (4.57)

$$\frac{da_\delta}{d\overset{*}{H}}=\frac{d}{d\overset{*}{H}}\left|\overset{*}{\Lambda}_{\text{м}}(\overset{*}{H}\overset{*}{H}_0-\overset{*}{H}{}^2)+\overset{*}{B}{}'_\sigma\left(\overset{*}{H}-\frac{\overset{*}{H}{}^2}{\overset{*}{H}_0}\right)\right|=0,$$

откуда

$$\overset{*}{H}=\overset{*}{H}{}'_{\delta\,\max}=\frac{\overset{*}{H}_0(\overset{*}{\Lambda}_{\text{м}}\overset{*}{H}_0+\overset{*}{B}{}'_\sigma)}{2(\overset{*}{\Lambda}_{\text{м}}\overset{*}{H}_0+\overset{*}{B}{}'_\sigma)}=\frac{\overset{*}{H}_0}{2},$$

и с учетом (4.51) получим, что

$$a'_{\delta\max}=(\overset{*}{B}\overset{*}{H})'_{\delta\max}=\frac{\overset{*}{H}_0}{2}\left(\frac{\overset{*}{H}_0\overset{*}{\Lambda}_{\text{м}}}{2}+\frac{\overset{*}{B}{}'_\sigma}{2}\right)=\frac{\overset{*}{H}{}_0^2\overset{*}{\Lambda}_{\sigma\text{м}}}{4}, \qquad (4.60)$$

т. е.

$$a'_{\delta\max}=\frac{\overset{*}{H}_0}{2}\,\frac{\overset{*}{B}_{\text{в}}}{2}, \qquad (4.61)$$

так как

$$\overset{*}{H}_0\overset{*}{\Lambda}_{\sigma\text{м}}=\overset{*}{B}_{\text{в}}.$$

Таким образом, если точка отхода линии возврата соответствует наибольшему значению потока рассеяния, то наибольшее значение полезной магнитной энергии в воздушном зазоре имеет место при работе в середине линии возврата, т. е. в точке, где полезная напряженность равна половине напряженности разомкнутой магнитной цепи и полезная индукция равна половине индукции короткозамкнутой магнитной цепи:

$$\overset{*}{H}{}'_{\delta\,\max}=0{,}5\overset{*}{H}_0 \quad \text{и} \quad \overset{*}{B}{}'_{\delta\,\max}=0{,}5\overset{*}{B}{}'_{\text{в}}.$$

Величина наибольшей полезной удельной энергии при этом равна

$$A'_{\delta\max}=A_c\frac{\overset{*}{H}_0\overset{*}{B}_{\text{в}}}{4}\ [\text{эрг/см}^3]. \qquad (4.62)$$

Абсолютный максимум магнитной энергии. Если проводимость рассеяния, т. е. величина $\overset{*}{\Lambda}_\sigma$, будет изменяться, то и точка отхода линии возврата $A_0(\overset{*}{H}_0,\ \overset{*}{B}{}'_\sigma)$ будет перемещаться по основной кривой размагничивания. Каждой линии возврата, т. е. каждой степени стабилизации, соответствует свое наибольшее значение полезной магнитной энергии.

Для определения оптимума полезной магнитной энергии, т. е. значения $\overset{*}{H}_0$, при котором в середине линии возврата развивается

оптимальная полезная энергия, следует, как и выше, найти частную производную выражения (4.60) по $\overset{*}{H}_0$, учитывая, что $\overset{*}{H}_\delta = 0{,}5\overset{*}{H}_0$ и $\overset{*}{B}'_\sigma = f(\overset{*}{H}_0)$, т. е.

$$\frac{da_\delta}{d\overset{*}{H}_0} = \frac{d}{d\overset{*}{H}_0}\left|\frac{\overset{*}{H}{}_0^2\overset{*}{\Lambda}_м}{4} + \overset{*}{B}{}'_\sigma\frac{\overset{*}{H}_0}{4}\right| =$$

$$= \frac{\overset{*}{H}_0\overset{*}{\Lambda}_м}{2} + \frac{d\overset{*}{B}{}'_\sigma}{d\overset{*}{H}_0}\frac{\overset{*}{H}_0}{4} + \frac{\overset{*}{B}{}'_\sigma}{4} = 0$$

и

$$2\overset{*}{\Lambda}_м\overset{*}{H}_0 + \overset{*}{B}{}'_\sigma + \overset{*}{H}_0\frac{d\overset{*}{B}{}'_\sigma}{d\overset{*}{H}_0} = 0. \qquad (4.63)$$

Очевидно, для решения уравнения (4.63) необходимо аппроксимировать кривую размагничивания в соответствии с вышеизложенным, например, по (4.49) в виде равнобокой гиперболы.

Оптимум использования магнита и в этом случае находится на середине линии возврата, положение которой определяется величинами $\overset{*}{H}_{0\max}$ и $\overset{*}{\Lambda}_м = \mu_в$, причем $\overset{*}{H}_{0\max} = f(\overset{*}{\Lambda}_м, \overset{*}{B}_s)$.

После некоторых преобразований получим

$$a_{\delta\max} = \frac{\overset{*}{H}{}^2_{0\max}\overset{*}{\Lambda}_м}{4} + \overset{*}{B}{}'_{\sigma\max}\frac{\overset{*}{H}_{0\max}}{4} =$$

$$= \frac{\overset{*}{H}_{0\max}}{4}\,\frac{\overset{*}{B}_s - \overset{*}{B}_s(1-\overset{*}{\Lambda}_м)\overset{*}{H}_{0\max} - \overset{*}{\Lambda}_м\overset{*}{H}{}^2_{0\max}}{\overset{*}{B}_s - \overset{*}{H}_{0\max}} \qquad (4.64)$$

или приняв

$$\overset{*}{\Lambda}_м = \frac{\overset{*}{B}_s - 1}{\overset{*}{B}_s},$$

получим

$$a_{\delta\max} = \frac{\overset{*}{H}_{0\max}}{4\overset{*}{B}_s}\,\frac{\overset{*}{B}{}^2_s - \overset{*}{B}_s\overset{*}{H}_{0\max} - (\overset{*}{B}_s - 1)\overset{*}{H}{}^2_{0\max}}{\overset{*}{B}_s - \overset{*}{H}_{0\max}}. \qquad (4.65)$$

Величину напряженности поля в точке отхода $\overset{*}{H}_{0\max}$, при которой магнит развивает абсолютный максимум полезной магнитной энергии, можно определить графически.

Как показали исследования, формула (4.65) дает значительные погрешности, возрастающие с увеличением значения γ. Однако для предварительных расчетов при отсутствии данных о коэффициенте возврата ею можно пользоваться. На фиг. 4.57 приведены зависимости

$$\overset{*}{H}_{0\max},\ \overset{*}{B}_{\delta\max} \text{ и } a_{\delta\max} = f(\gamma) \quad \text{при} \quad \overset{*}{\Lambda}_м = \text{const},$$

полученные автором расчетным путем для практически применяемых магнитных сплавов.

Так как решить уравнение (4. 63) в общем виде для последующего использования его в (4. 64) и (4. 65) не представляется возможным, то здесь предлагается приближенное уравнение для максимальной полезной энергии в виде

$$a_{\delta\,max} \approx (0{,}25 + 0{,}16\,\overset{*}{\Lambda}_{м})\,\gamma + 0{,}05\,\overset{*}{\Lambda}_{м}. \qquad (4.66)$$

При этом коэффициент использования магнита будет

$$k_{и.м} \approx \frac{a_{\delta\,max}}{\gamma} = \frac{A_{\delta\,max}}{A_c \gamma} = 0{,}25 + (0{,}16 + 0{,}05\,\gamma^{-1})\,\overset{*}{\Lambda}_{м}. \qquad (4.67)$$

В заключение отметим, что, применяя аппроксимацию треугольником, окружностью и прямоугольником, можно получить аналитические выражения для всех интересующих нас величин в удобном для исследования виде. Как показывает сравнение результатов, полученных при аппроксимации окружностью и гиперболой (при $\gamma = 0{,}5$), они хорошо совпадают. Последнее дает основание при исследованиях цепей, содержащих постоянные магниты, в зависимости от сорта применяемых сплавов пользоваться соответствующей аппроксимацией диаграммы магнита.

Итак, если рабочая точка расположена на линии возврата, в точке максимальной полезной магнитной энергии и магнит стабилизирован размыканием магнитной цепи, то при оптимуме (абсолютный максимум) полезной энергии имеют место следующие закономерности:

а) рабочая точка на кривой размагничивания расположена ниже точки $(\overset{*}{B}\overset{*}{H})_{max}$, т. е.

$$\overset{*}{H}_{0\,max} > \sqrt{\gamma},\ \overset{*}{B}_{0\,max} < \sqrt{\gamma}$$

и

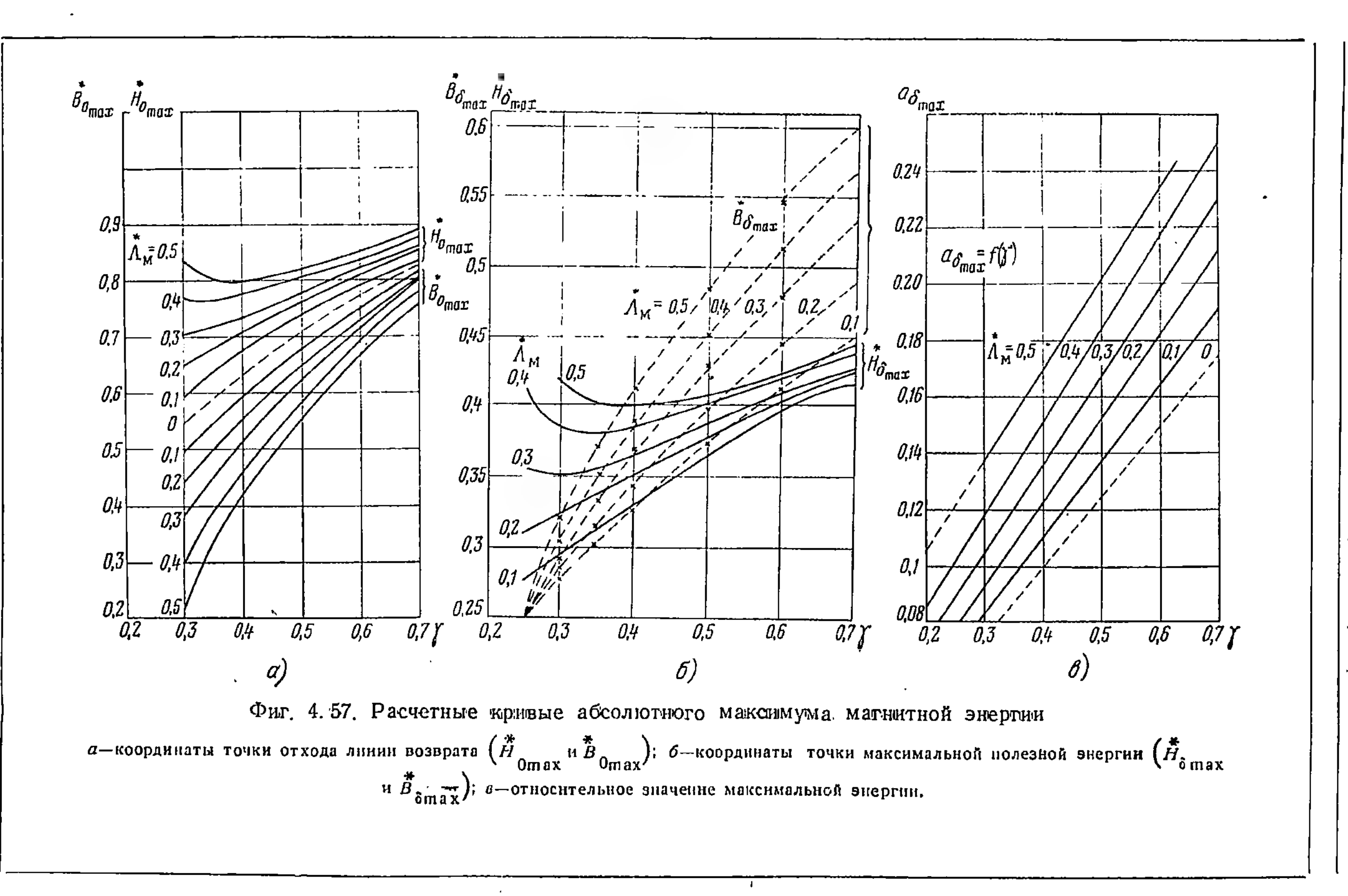
$$\overset{*}{\Lambda}_{\sigma м} < 1;$$

б) чем больше $\overset{*}{\Lambda}_{м}$, тем больше при прочих равных условиях отношения

$$\frac{\overset{*}{H}_{0\,max}}{\overset{*}{H}_{max}} > 1 \quad и \quad \frac{\overset{*}{B}_{max}}{\overset{*}{B}_{0\,max}} > 1;$$

в) коэффициент рассеяния при работе в точке оптимальной полезной энергии всегда меньше двух, т. е.

$$k_{\sigma\,max} < 2.$$



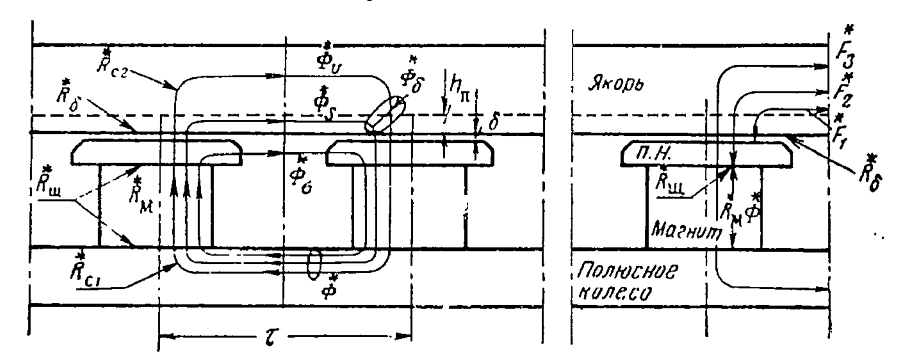
Фиг. 4.57. Расчетные кривые абсолютного максимума магнитной энергии

а — координаты точки отхода линии возврата ($\overset{*}{H}_{0max}$ и $\overset{*}{B}_{0max}$); *б* — координаты точки максимальной полезной энергии ($\overset{*}{H}_{\delta max}$ и $\overset{*}{B}_{\delta max}$); *в* — относительное значение максимальной энергии.

Общий случай работы на линии возврата

Исследуем схему замещения магнитоэлектрической машины, учитывая, кроме ранее принятых допущений, следующие положения.

1. Магнитная цепь машины (фиг. 4. 58) состоит из рабочего воздушного зазора, магнитопровода вторичной цепи (зубцы и сердечник якоря), магнитопровода первичной цепи (полюсный наконечник, полюсное колесо), неактивной воздушной щели (между полюсом и полюсным колесом, между полюсом и полюсным наконечником,



Фиг. 4. 58. Элемент магнитной цепи явнополюсной магнитоэлектрической машины с полюсными наконечниками. Магнитные сопротивления, потоки и н. с. обозначены в относительных единицах.

между полюсным колесом и магнитом), имеющих соответственно магнитные сопротивления (проводимости):

$$\overset{*}{R}_\delta(\overset{*}{\Lambda}_\delta),\quad \overset{*}{R}_{c2}\ (\overset{*}{\Lambda}_{c2}),\quad \overset{*}{R}_{c1}(\overset{*}{\Lambda}_{c1})\quad \text{и}\quad \overset{*}{R}_{щ}(\overset{*}{\Lambda}_{щ}).$$

2. Учитывая, что магнитная цепь не насыщена, магнитные сопротивления магнитно-мягких стальных участков вторичной магнитной цепи включают в сопротивление воздушного зазора, а сопротивление магнитно-мягких стальных участков первичной магнитной цепи — в сопротивление воздушной щели.

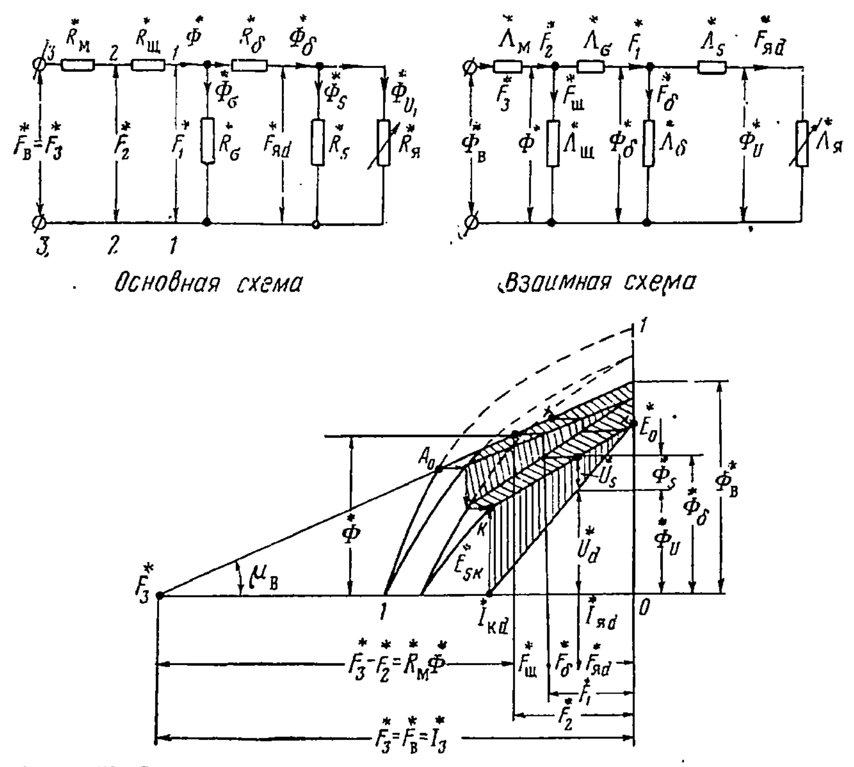
3. Магнитный поток Ф, излучаемый поверхностью полюса магнита, предполагают состоящим из полезного потока (Φ_U), потока рассеяния первичной цепи (полюсов) Φ_σ и потока рассеяния вторичной цепи Φ_s, т. е.

$$\Phi = \Phi_\delta + \Phi_\sigma = \Phi_U + \Phi_s + \Phi_\sigma,$$

где поток Φ_U наводит э. д. с., соответствующую по величине напряжению на зажимах машины U, поток Φ_s наводит э. д. с. рассеяния якоря, а поток $\Phi_\delta = \Phi_U + \Phi_s$ соответствует внутренней э. д. с. машины E.

На фиг. 4. 59 даны схемы замещения магнитной цепи явнополюсной машины и полная диаграмма магнита.

В этих схемах $\overset{*}{R}_я$ — переменное сопротивление, соответствующее продольной составляющей н. с. реакции якоря; $\overset{*}{R}_\delta$, $\overset{*}{R}_щ$ и $\overset{*}{R}_с$ — постоянные сопротивления, оказываемые магнитному потоку воздушным зазором, воздушной щелью и магнитно-мягкими стальными участками цепи; $\overset{*}{R}_м$ — внутреннее сопротивление магнита, которое при работе на линии возврата является постоянной величиной.



Фиг. 4. 59. Схемы замещения и полная диаграмма магнита в относительных единицах.

К $\overset{*}{E}_0$—внутренняя и $\overset{*}{I}_{к\,d}\,\overset{*}{E}_0$—внешняя характеристики генератора.

Потоки $\overset{*}{\Phi}_\sigma$ и $\overset{*}{\Phi}_s$ шунтируют полезный поток, увеличивая величину $\overset{*}{\Phi}$ при $\overset{*}{\Phi}_U = \text{const}$; следовательно, сопротивления, соответствующие этим потокам, уменьшают общее сопротивление схемы замещения. Это означает, что $\overset{*}{R}_\sigma$ и $\overset{*}{R}_s$ включаются параллельно сопротивлениям $\overset{*}{R}_щ$, $\overset{*}{R}_\delta$ и $\overset{*}{R}_с$.

Рассматриваемая схема замещения пригодна для любой цепи с постоянными магнитами и неизменными или переменными параметрами цепи. Очевидно, что если в системе изменяется сопротивле-

ние воздушного зазора или проницаемость стали, то $\overset{*}{R}_\delta$ или $\overset{*}{R}_c$ являются переменными.

В зависимости от конкретного объекта исследования составляется схема замещения и пишутся соответствующие ей уравнения с учетом постоянных и переменных параметров цепи, а также потоков рассеяния.

Ниже записан ряд уравнений на основании схемы замещения явнополюсной синхронной машины.

Магнитное сопротивление и магнитная проводимость части схемы замещения вправо от сечения $1-1$

$$\overset{*}{R}_1=\cfrac{1}{\cfrac{1}{\overset{*}{R}_\sigma}+\cfrac{1}{\overset{*}{R}_\delta+\cfrac{\overset{*}{R}_s\overset{*}{R}_я}{\overset{*}{R}_s+\overset{*}{R}_я}}}=\frac{\overset{*}{R}\overset{*}{R}_\sigma}{\overset{*}{R}+\overset{*}{R}_\sigma(\overset{*}{R}_я+\overset{*}{R}_s)}$$

или после замены

$$\overset{*}{R}_я=\frac{1}{\overset{*}{\Lambda}_я},\quad \overset{*}{R}_\sigma=\frac{1}{\overset{*}{\Lambda}_\sigma},\quad \overset{*}{R}_s=\frac{1}{\overset{*}{\Lambda}_s}$$

и сокращения записи $\overset{*}{\Lambda}_я+\overset{*}{\Lambda}_s=\overset{*}{\Lambda}_{яs}$ получится

$$\left.\begin{aligned}\overset{*}{R}_1&=\frac{1}{k_1[\overset{*}{\Lambda}_\sigma+\overset{*}{\Lambda}_{яs}(1+\overset{*}{\Lambda}_\sigma\overset{*}{R}_\delta)]}\\ &\text{и}\\ \overset{*}{\Lambda}_1&=\frac{1}{\overset{*}{R}_1}=k_1[\overset{*}{\Lambda}_\sigma+\overset{*}{\Lambda}_{яs}(1+\overset{*}{\Lambda}_\sigma\overset{*}{R}_\delta)],\end{aligned}\right\}\qquad(4.68)$$

где

$$\overset{*}{R}=\overset{*}{R}_я\overset{*}{R}_s+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{R}_{яs}=\frac{1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_{яs}}{\overset{*}{\Lambda}_я\overset{*}{\Lambda}_s}=\frac{1}{k_1\overset{*}{\Lambda}_я\overset{*}{\Lambda}_s},$$

$$k_1=\frac{1}{1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_{яs}}.$$

Полученные выражения для $\overset{*}{R}_1$ и $\overset{*}{\Lambda}_1$ пригодны для магнитоэлектрических машин с ротором типа „звездочка", у которых отсутствуют воздушные щели, и, следовательно, в схеме замещения нет участка с сопротивлением $\overset{*}{R}_ш$.

В машинах с полюсными наконечниками из мягкой стали уравнение усложняется: необходимо определить магнитное сопротивление и магнитную проводимость для части схемы замещения вправо от

сечения *2—2*, т. е. с учетом приведенного сопротивления (проводимости) щели. В этом случае

$$\left.\begin{aligned}\overset{*}{R}_2&=\overset{*}{R}_1+\overset{*}{R}_{щ}=\overset{*}{R}_{щ}+\frac{\overset{*}{R}\overset{*}{R}_\sigma}{\overset{*}{R}+\overset{*}{R}_\sigma\overset{*}{R}_{я\,s}}=\frac{1}{k_2\,[\overset{*}{\Lambda}_\sigma+\overset{*}{\Lambda}_{я\,s}\,(1+\overset{*}{\Lambda}_\sigma\overset{*}{R}_\delta)]}\\ &\text{и}\\ \overset{*}{\Lambda}_2&=\frac{\overset{*}{\Lambda}_1}{1+\overset{*}{R}_{щ}\overset{*}{\Lambda}_1}=\frac{1}{\overset{*}{R}_2}=k_2[\overset{*}{\Lambda}_\sigma+\overset{*}{\Lambda}_{я\,s}\,(1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_\sigma)],\end{aligned}\right\}\qquad(4.69)$$

где

$$k_2=\frac{k_1}{1+\overset{*}{R}_{щ}\overset{*}{\Lambda}_\sigma+k_1\overset{*}{R}_{щ}\overset{*}{\Lambda}_{я\,s}}.$$

Магнитное сопротивление (проводимость) полной схемы замещения с учетом внутреннего сопротивления магнита, т. е. на зажимах *3—3*, определяется выражением

$$\left.\begin{aligned}\overset{*}{R}_3&=\overset{*}{R}_{м}+\overset{*}{R}_{щ}+\overset{*}{R}_1=\frac{1}{k_3\,[\overset{*}{\Lambda}_\sigma+\overset{*}{\Lambda}_{я\,s}\,(1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_\sigma)]}\\ &\text{и}\\ \overset{*}{\Lambda}_3&=\frac{1}{\overset{*}{R}_3}=k_3[\overset{*}{\Lambda}_\sigma+\overset{*}{\Lambda}_{я\,s}\,(1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_\sigma)],\end{aligned}\right\}\qquad(4.70)$$

где

$$k_3=\frac{k_1}{1+(\overset{*}{R}_{м}+\overset{*}{R}_{щ})\,\overset{*}{\Lambda}_\sigma+k_1\,(\overset{*}{R}_{м}+\overset{*}{R}_{щ})\,\overset{*}{\Lambda}_{я\,s}}.$$

Таким образом, магнитное сопротивление или магнитная проводимость в любом сечении выражаются в общем виде как

$$\left.\begin{aligned}\overset{*}{R}_n&=\frac{1}{k_n[\overset{*}{\Lambda}_\sigma+\overset{*}{\Lambda}_{я\,s}\,(1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_\sigma)]};\\ \overset{*}{\Lambda}_n&=k_n\,[\overset{*}{\Lambda}_\sigma+\overset{*}{\Lambda}_{я\,s}\,(1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_\sigma)],\end{aligned}\right\}\qquad(4.71)$$

где

$$k_n=\frac{1}{\left(\overset{*}{R}_{м}+\overset{*}{R}_{щ}\right)\left[\overset{*}{\Lambda}_\sigma+(1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_\sigma)\overset{*}{\Lambda}_{я\,s}\right]+(1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_{я\,s})}.$$

Потоки и э. д. с. Э. д. с. прямо пропорциональны соответствующим магнитным потокам; следовательно, в схеме замещения потоку Φ в магните соответствует фиктивная э. д. с., равная $E_{01}=k_E\Phi$ — э. д. с. машины при холостом ходе, если предположить, что отсутствует поток рассеяния первичной цепи; э. д. с, наведенная потоком в воздушном зазоре, будет $E_\delta=k_E\Phi_\delta$ и напряжение на зажимах машины составит $U=k_E\Phi_U$.

Определим потоки и э. д. с. в машине, пренебрегая падением напряжения в активном сопротивлении якоря.

Полный магнитный поток машины

$$\overset{*}{\Phi}=\overset{*}{\Phi}_\sigma+\overset{*}{\Phi}_\delta=\overset{*}{\Phi}_\sigma+\overset{*}{\Phi}_s+\overset{*}{\Phi}_U=\frac{\overset{*}{F}_1}{\overset{*}{R}_1}=\overset{*}{F}_1\overset{*}{\Lambda}_1. \qquad (4.72)$$

Здесь $\overset{*}{F}_1$ — н. с. на полюсах у воздушного зазора.

Э. д. с., соответствующая полному потоку в машине,

$$\overset{*}{E}_{01}=k_E\overset{*}{\Phi}=k_E\overset{*}{F}_1\overset{*}{\Lambda}_1. \qquad (4.73)$$

Поток рассеяния первичной цепи

$$\overset{*}{\Phi}_\sigma=\overset{*}{F}_1\overset{*}{\Lambda}_\sigma=\overset{*}{\Phi}\frac{\overset{*}{\Lambda}_\sigma}{\overset{*}{\Lambda}_1}=\overset{*}{\Phi}\overset{*}{R}_1\overset{*}{\Lambda}_\sigma. \qquad (4.74)$$

и его относительное значение

$$\frac{\overset{*}{\Phi}_\sigma}{\overset{*}{\Phi}}=\frac{\overset{*}{\Lambda}_\sigma}{\overset{*}{\Lambda}_1}=\frac{\overset{*}{\Lambda}_\sigma}{k_1\,[\overset{*}{\Lambda}_\sigma+\overset{*}{\Lambda}_{я\,s}\,(1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_\sigma)]}. \qquad (4.75)$$

Поток в воздушном зазоре

$$\overset{*}{\Phi}_\delta=\overset{*}{\Phi}_U+\overset{*}{\Phi}_s=\overset{*}{\Phi}-\overset{*}{\Phi}_\sigma=\overset{*}{F}_1(\overset{*}{\Lambda}_1-\overset{*}{\Lambda}_\sigma)=\overset{*}{F}_1k_1\overset{*}{\Lambda}_{я\,s}. \qquad (4.76)$$

Коэффициент рассеяния первичной цепи k_σ определится отношением потоков:

$$k_\sigma=\frac{\Phi}{\Phi_\delta}=\frac{\overset{*}{\Phi}}{\overset{*}{\Phi}_\delta}=1+\frac{\overset{*}{\Phi}_\sigma}{\overset{*}{\Phi}_\delta}=\frac{\overset{*}{\Lambda}_1}{\overset{*}{\Lambda}_1-\overset{*}{\Lambda}_\sigma}=1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_\sigma+\frac{\overset{*}{\Lambda}_\sigma}{\overset{*}{\Lambda}_{я\,s}}, \qquad (4.77)$$

где

$$\frac{\overset{*}{\Phi}_\sigma}{\overset{*}{\Phi}_\delta}=\frac{\overset{*}{\Lambda}_\sigma}{\overset{*}{\Lambda}_1-\overset{*}{\Lambda}_\sigma}=\frac{\overset{*}{\Lambda}_\sigma}{k_1\overset{*}{\Lambda}_{я\,s}}=\frac{\overset{*}{\Lambda}_\sigma(1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_{я\,s})}{\overset{*}{\Lambda}_{я\,s}}. \qquad (4.78)$$

Э. д. с. машины, наведенная потоком воздушного зазора,

$$\overset{*}{E}_\delta=\overset{*}{E}_{01}\frac{\overset{*}{\Phi}_\delta}{\overset{*}{\Phi}}=\frac{\overset{*}{E}_{01}}{k_\sigma}=\overset{*}{E}_{01}\left(1-\frac{\overset{*}{\Lambda}_\sigma}{\overset{*}{\Lambda}_1}\right) \qquad (4.79)$$

и ее относительное значение

$$\frac{\overset{*}{E}_\delta}{\overset{*}{E}_{01}}=1-\frac{\overset{*}{\Lambda}_\sigma}{\overset{*}{\Lambda}_1}. \qquad (4.80)$$

Поток рассеяния вторичной цепи (якоря) из выражений (4.72) и (4.76) будет

$$\overset{*}{\Phi}_s=\frac{\overset{*}{F}_{яd}}{\overset{*}{R}_s}=\frac{\overset{*}{F}_1-\overset{*}{\Phi}_\delta\overset{*}{R}_\delta}{\overset{*}{R}_s}=\overset{*}{\Phi}\overset{*}{\Lambda}_s[\overset{*}{R}_1(1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_\sigma)-\overset{*}{R}_\delta]=$$

$$=\overset{*}{F}_1\overset{*}{\Lambda}_s[1-(\overset{*}{\Lambda}_1-\overset{*}{\Lambda}_\sigma)\overset{*}{R}_\delta]=\overset{*}{F}_1\overset{*}{\Lambda}_3(1-k_1\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_{яs}). \qquad (4.81)$$

Полезный поток, соответствующий напряжению на зажимах машины,

$$\overset{*}{\Phi}_U=\overset{*}{\Phi}_\delta-\overset{*}{\Phi}_s=\overset{*}{F}_1k_1\overset{*}{\Lambda}_я=\overset{*}{\Phi}k_1\frac{\overset{*}{\Lambda}_я}{\overset{*}{\Lambda}_1} \qquad (4.82)$$

и его относительное значение

$$\frac{\Phi_U}{\Phi}=\frac{\overset{*}{\Phi}_U}{\overset{*}{\Phi}}=k_1\frac{\overset{*}{\Lambda}_я}{\overset{*}{\Lambda}_1}. \qquad (4.83)$$

Напряжение на зажимах машины

$$\overset{*}{U}=\overset{*}{E}_\delta\frac{\overset{*}{\Phi}_U}{\overset{*}{\Phi}_\delta}=\overset{*}{E}_\delta\frac{\overset{*}{\Lambda}_я}{\overset{*}{\Lambda}_{яs}} \qquad (4.84)$$

или

$$\overset{*}{U}=\overset{*}{E}_{01}k_1\frac{\overset{*}{\Lambda}_я}{\overset{*}{\Lambda}_1}=\overset{*}{E}_{01}\frac{\overset{*}{\Lambda}_я}{\overset{*}{\Lambda}_\sigma+\overset{*}{\Lambda}_{яs}(1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_\sigma)}. \qquad (4.85)$$

Н. с. и токи. Н. с. прямо пропорциональны токам и, следовательно, в схеме замещения фиктивной н. с. $F_в=F_3$ соответствует и фиктивный ток $I_в=I_3$, т. е. $F_3=k_iI_3$. Аналогично $F_2=k_iI_2$, $F_1=k_iI_1$ и $F_{яd}=k_iI_{яd}$, где коэффициент $k_i=0{,}45m(w/p)k_0$.

Ниже определяется ток якоря. На основании схемы замещения (фиг. 4.59) н. с. в сечении *1—1*

$$\overset{*}{F}_1=\overset{*}{F}_3\frac{\overset{*}{R}_1}{\overset{*}{R}_3}=\overset{*}{F}_3\frac{\overset{*}{\Lambda}_3}{\overset{*}{\Lambda}_1}=\overset{*}{F}_3\frac{k_3}{k_1} \qquad (4.86)$$

и

$$\frac{\overset{*}{F}_1}{\overset{*}{F}_3}=\frac{F_1}{F_3}=\frac{I_1}{I_3}=\frac{k_3}{k_1}=$$

$$=\frac{1}{1+(\overset{*}{R}_м+\overset{*}{R}_ш)(\overset{*}{\Lambda}_\sigma+k_1\overset{*}{\Lambda}_{яs})}. \qquad (4.87)$$

Н. с. в сечении *2—2*

$$\overset{*}{F}_2=\overset{*}{F}_3\frac{\overset{*}{R}_2}{\overset{*}{R}_3}=\overset{*}{F}_3\frac{\overset{*}{\Lambda}_3}{\overset{*}{\Lambda}_2}=\overset{*}{F}_3\frac{k_3}{k_2}$$

и

$$\frac{\overset{*}{F}_2}{\overset{*}{F}_3}=\frac{F_2}{F_3}=\frac{I_2}{I_3}=\frac{k_3}{k_2}=$$

$$=\frac{1+\overset{*}{R}_{\text{ш}}(\overset{*}{\Lambda}_\sigma+k_1\overset{*}{\Lambda}_{\text{я}\,s})}{1+(\overset{*}{R}_{\text{м}}+\overset{*}{R}_{\text{ш}})(\overset{*}{\Lambda}_\sigma+k_1\overset{*}{\Lambda}_{\text{я}\,s})}. \tag{4.88}$$

Отношение токов

$$\frac{I_1}{I_2}=\frac{F_1}{F_2}=\frac{\overset{*}{R}_1}{\overset{*}{R}_2}=\frac{\overset{*}{\Lambda}_2}{\overset{*}{\Lambda}_1}=\frac{k_2}{k_1}=\frac{1}{1+\overset{*}{R}_{\text{ш}}(\overset{*}{\Lambda}_\sigma+k_1\overset{*}{\Lambda}_{\text{я}\,s})}. \tag{4.89}$$

Теперь легко определить и выражение для тока в якоре, учитывая, что $F_{\text{я}\,d}=\Phi_s R_s=\Phi_U R_{\text{я}}$,

$$\overset{*}{F}_{\text{я}\,d}=\overset{*}{\Phi}_s\overset{*}{R}_s=\overset{*}{\Phi}_U\overset{*}{R}_{\text{я}}$$

и

$$\frac{\overset{*}{F}_{\text{я}\,d}}{\overset{*}{F}_2}=\frac{F_{\text{я}\,d}}{F_2}=\frac{I_{\text{я}\,d}}{I_2}=\frac{\Phi_U R_{\text{я}}}{\Phi R_{\text{я}}}=$$

$$=k_1\frac{\overset{*}{\Lambda}_{\text{я}}}{\overset{*}{\Lambda}_1}=k_2. \tag{4.90}$$

Итак, продольная составляющая тока якоря будет

$$\overset{*}{I}_{\text{я}\,d}=\overset{*}{I}_2 k_2=\frac{\overset{*}{I}_2}{\overset{*}{R}_{\text{ш}}\overset{*}{\Lambda}_{\text{я}\,s}+(1+\overset{*}{R}_\delta\overset{*}{\Lambda}_{\text{я}\,s})(1+\overset{*}{R}_{\text{ш}}\overset{*}{\Lambda}_\sigma)}. \tag{4.91}$$

Таким образом, пользуясь схемой замещения, удалось установить закон изменения напряжения на зажимах машины и продольной составляющей тока якоря при $\cos\varphi=0$ и $R_{\text{я}}=0$.

Анализ рабочего режима электрических машин обычно производят, используя метод совмещения режимов холостого хода и короткого замыкания. Последнее предполагает линейность характеристики, что имеет место в магнитоэлектрических машинах.

Холостой ход машины характерен отсутствием тока якоря, следовательно, отсутствуют реакция и рассеяние якоря, т. е.

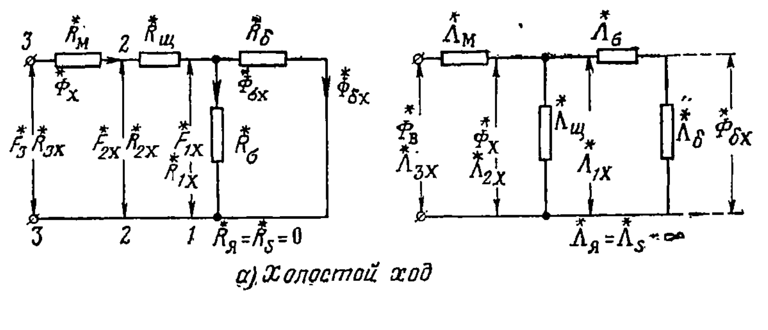
$$I_{\text{я}}=0,\quad F_{\text{я}\,d}=0,\quad \overset{*}{\Lambda}_{\text{я}}=\frac{1}{\overset{*}{R}_{\text{я}}}=\infty \text{ и } \overset{*}{\Lambda}_s=\frac{1}{\overset{*}{R}_s}=\infty.$$

Выходные зажимы схемы, построенной на сопротивлениях, замкнуты, а взаимной схемы, построенной на проводимостях, разомкнуты (фиг. 4.60, *а*).

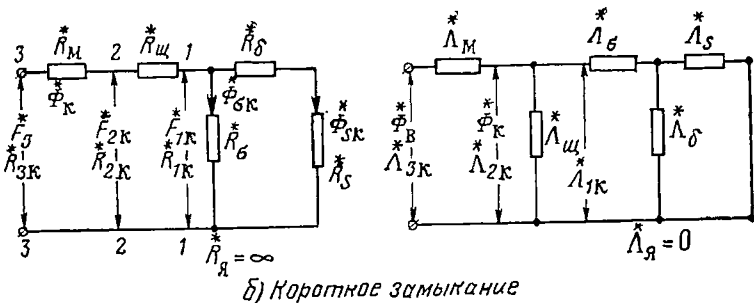
Короткое замыкание машины характерно отсутствием напряжения на зажимах машины, поэтому полезный поток Φ_U также отсутствует, т. е.

$$U=0, \quad \Phi_U=0 \quad \text{и} \quad \overset{*}{\Lambda}_{я}=\frac{1}{\overset{*}{R}_{я}}=0.$$

В этом режиме выходные зажимы схемы с сопротивлениями разомкнуты, а взаимной схемы — замкнуты (фиг. 4. 60, *б*).



а) Холостой ход



б) Короткое замыкание

Фиг. 4. 60. Схемы замещения, соответствующие фиг. 4. 59, при холостом ходе и коротком замыкании.

Учитывая изложенное и пользуясь выражениями (4. 68) ÷ (4. 72), можно написать серию уравнений, соответствующих режимам холостого хода и короткого замыкания машины.

Исходя из режима холостого хода определяют значение э. д. с. холостого хода, а из режима короткого замыкания — продольную составляющую тока короткого замыкания, по которым можно определить внешнюю характеристику машины. Все уравнения сведены для наглядности в табл. 4. 3.

Построение внешней характеристики. На фиг. 4. 61 приведена диаграмма магнита в упрощенной форме. Точка A_0 соответствует состоянию магнита в его нейтрали при коротком замыкании. Линия короткого замыкания OA_0 характеризует магнитную проводимость (сопротивление) внешней (по отношению к магниту) части магнитопровода с учетом реакции якоря при коротком

К построению внешней

Искомые величины \ Режим		Холостого хода
Проводимости	внешней цепи	$\overset{*}{\Lambda}_{1x} = \dfrac{1 + \overset{*}{R}_{\delta}\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}}{\overset{*}{R}_{\delta}}$
	в точке отхода	$\overset{*}{\Lambda}_{2x} = \dfrac{1 + \overset{*}{R}_{\delta}\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}}{\overset{*}{R}_{\delta} + \overset{*}{R}_{ш}\left(1 + \overset{*}{R}_{\delta}\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}\right)}$
	полная	$\overset{*}{\Lambda}_{3x} = \dfrac{1 + \overset{*}{R}_{\delta}\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}}{\overset{*}{R}_{\delta} + \overset{*}{R}_{м.ш}\left(1 + \overset{*}{R}_{\sigma}\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}\right)}$
Коэффициенты		$k_{1x} = k_{2x} = k_{3x} = 0$
Магнитные потоки		$\overset{*}{\Phi}_{x} = \overset{*}{F}_{1x}\overset{*}{\Lambda}_{1x}$ $\overset{*}{\Phi}_{\sigma\, x} = \overset{*}{F}_{1x}\overset{*}{\Lambda}_{\sigma} = \overset{*}{\Phi}_{x}\dfrac{\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}}{\overset{*}{\Lambda}_{1x}}$ $\overset{*}{\Phi}_{\delta\, x} = \overset{*}{F}_{1x}\left(\overset{*}{\Lambda}_{1x} - \overset{*}{\Lambda}_{\sigma}\right) = \dfrac{\overset{*}{F}_{1x}}{\overset{*}{R}_{\delta}}$ $\overset{*}{\Phi}_{s\, x} = 0$ $\overset{*}{\Phi}_{U\, x} = \overset{*}{\Phi}_{\delta\, x}$

Таблица 4.3

характеристики

Короткого замыкания
$\overset{*}{\Lambda}_{1\text{к}} = \overset{*}{\Lambda}_\sigma + \frac{\overset{*}{\Lambda}_s}{1+\overset{*}{R}_\delta \overset{*}{\Lambda}_s} = \frac{\overset{*}{\Lambda}_s + \overset{*}{\Lambda}_\sigma\left(1+\overset{*}{R}_\delta \overset{*}{\Lambda}_s\right)}{1+\overset{*}{R}_\delta \overset{*}{\Lambda}_s}$ $\overset{*}{\Lambda}_{2\text{к}} = \frac{\overset{*}{\Lambda}_s + \overset{*}{\Lambda}_\sigma\left(1+\overset{*}{R}_\delta \overset{*}{\Lambda}_s\right)}{\overset{*}{R}_\text{ш}\left[\overset{*}{\Lambda}_\sigma + \overset{*}{\Lambda}_s\left(1+\overset{*}{R}_\delta \overset{*}{\Lambda}_\sigma\right)\right] + \left(1+\overset{*}{R}_\delta \overset{*}{\Lambda}_s\right)}$ $\overset{*}{\Lambda}_{3\text{к}} = \frac{\overset{*}{\Lambda}_s + \overset{*}{\Lambda}_\sigma\left(1+\overset{*}{R}_\delta \overset{*}{\Lambda}_s\right)}{\overset{*}{R}_{\text{м.ш}}\left[\overset{*}{\Lambda}_\sigma + \overset{*}{\Lambda}_s\left(1+\overset{*}{R}_\delta \overset{*}{\Lambda}_\sigma\right)\right] + \left(1+\overset{*}{R}_\delta \overset{*}{\Lambda}_s\right)}$
$k_{1\text{к}} = \frac{1}{1+\overset{*}{R}_\delta \overset{*}{\Lambda}_\sigma}$ $k_{2\text{к}} = \frac{k_{1\text{к}}}{1+\overset{*}{R}_\text{ш}\overset{*}{\Lambda}_\sigma + k_{1\text{к}}\overset{*}{R}_\text{ш}\overset{*}{\Lambda}_s} = \frac{1}{\overset{*}{R}_\text{ш}\overset{*}{\Lambda}_s + \left(1+\overset{*}{R}_\text{ш}\overset{*}{\Lambda}_\sigma\right)\left(1+\overset{*}{R}_\delta \overset{*}{\Lambda}_s\right)}$ $k_{3\text{к}} = \frac{1}{\overset{*}{R}_{\text{м.ш}}\overset{*}{\Lambda}_s + \left(1+\overset{*}{R}_{\text{м.ш}}\overset{*}{\Lambda}_\sigma\right)\left(1+\overset{*}{R}_\delta \overset{*}{\Lambda}_s\right)}$
$\overset{*}{\Phi}_\text{к} = \overset{*}{F}_{1\text{к}}\overset{*}{\Lambda}_{1\text{к}}$ $\overset{*}{\Phi}_{\sigma\,\text{к}} = \overset{*}{\Phi}_\text{к}\frac{\overset{*}{\Lambda}_\sigma}{\overset{*}{\Lambda}_{1\text{к}}} = \overset{*}{F}_{1\text{к}}\overset{*}{\Lambda}_\sigma$ $\overset{*}{\Phi}_{\delta\,\text{к}} = \overset{*}{F}_{1\text{к}}\frac{\overset{*}{\Lambda}_s}{1+\overset{*}{R}_\sigma \overset{*}{\Lambda}_s} = \overset{*}{F}_{1\text{к}}\left(\overset{*}{\Lambda}_{1\text{к}} - \overset{*}{\Lambda}_\sigma\right)$ $\overset{*}{\Phi}_{U\,\text{к}} = 0$

Искомые величины \ Режим	Холостого хода
Э. д. с	$\overset{*}{E}_{x} = k_E \overset{*}{\Phi}_{x} = k_E \overset{*}{F}_{1x} \overset{*}{\Lambda}_{1x} = \overset{*}{E}_{01}$ $\overset{*}{E}_{\delta x} = \overset{*}{E}_{x} \frac{\overset{*}{\Phi}_{\delta x}}{\overset{*}{\Phi}_{x}} = \frac{\overset{*}{E}_{x}}{1+\overset{*}{R}_{\delta} \overset{*}{\Lambda}_{\sigma}} = \overset{*}{E}_{0}$ $\overset{*}{E}_{s x} = 0$ $U_{x} = \overset{*}{E}_{\delta x} = \overset{*}{E}_{0}$
Н. с. и токи	$\frac{\overset{*}{F}_{1x}}{\overset{*}{F}_{3x}} = \frac{1}{1+\overset{*}{R}_{\text{м.ш}}\left(1+\overset{*}{R}_{\delta}\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}\right)} = \frac{k_{3x}}{k_{1x}}$ $\frac{\overset{*}{F}_{1x}}{\overset{*}{F}_{2x}} = \frac{k_{2x}}{k_{1x}} = \frac{1}{1+\overset{*}{R}_{\text{ш}}\left(1+\overset{*}{R}_{\delta}\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}\right)}$ $\overset{*}{I}_{d} = 0$

Фиг. 4.61. Упрощенная диаграмма магнита, соответствующая фиг. 4.59.

замыкании. Координаты точки отхода линии возврата A_0 (режим короткого замыкания) равны $\overset{*}{F}_{2\text{к}}$ и $\overset{*}{\Phi}_{\text{к}}$.

Наклон линии OA_0 к оси абсцисс определяется проводимостью

Продолжение

Короткого замыкания
$\overset{*}{E}_к = k_E \overset{*}{\Phi}_к$ $\overset{*}{E}_{\delta к} = \overset{*}{E}_к \frac{\overset{*}{\Phi}_{\delta к}}{\overset{*}{\Phi}_к} = \overset{*}{E}_к \frac{\overset{*}{\Lambda}_s}{(1+\overset{*}{R}_\delta \overset{*}{\Lambda}_s)\overset{*}{\Lambda}_\sigma}$ $\overset{*}{E}_{s к} = \overset{*}{E}_{\delta к} = \overset{*}{I}_{d к} \overset{*}{x}'_s$ $U_к = 0$
$\frac{\overset{*}{F}_{1к}}{\overset{*}{F}_{3к}} = \frac{\overset{*}{\Lambda}_{3к}}{\overset{*}{\Lambda}_{1к}} = \frac{k_{3к}}{k_{1к}} = \frac{\overset{*}{I}_{1к}}{\overset{*}{I}_{3к}} = \frac{1}{1+\overset{*}{R}_{м.ш}(\overset{*}{\Lambda}_\sigma + k_{1к}\overset{*}{\Lambda}_s)}$ $\frac{\overset{*}{F}_{1к}}{\overset{*}{F}_{2к}} = \frac{\overset{*}{\Lambda}_{2к}}{\overset{*}{\Lambda}_{1к}} = \frac{k_{2к}}{k_{1к}} = \frac{\overset{*}{I}_{1к}}{\overset{*}{I}_{2к}} = \frac{1}{\overset{*}{R}_ш \overset{*}{\Lambda}_s + (1+\overset{*}{R}_\delta \overset{*}{\Lambda}_s)(1+\overset{*}{R}_ш \overset{*}{\Lambda}_\sigma)}$ $\frac{\overset{*}{F}_{я d}}{\overset{*}{F}_{2к}} = \frac{\overset{*}{I}_{d к}}{\overset{*}{I}_{2к}} = k_{2к}$

(сопротивлением) короткого замыкания в сечении *2—2* схемы замещения (см. фиг. 4. 60), т. е.

$$\overset{*}{\Lambda}_{2к} = \mathrm{tg}\,\alpha_{2к} = \frac{\overset{*}{\Phi}_к}{\overset{*}{F}_{2к}} \quad \text{и} \quad \overset{*}{R}_{2к} = \mathrm{ctg}\,\alpha_{2к}. \tag{4.92}$$

Точка X соответствует состоянию магнита в его нейтрали при холостом ходе. Линия холостого хода OX характеризует магнитную проводимость (сопротивление) внешней по отношению к магниту части магнитопровода при холостом ходе. Координаты точки холостого хода на линии возврата равны $\overset{*}{F}_{2х}$ и $\overset{*}{\Phi}_х$.

Наклон линии OX к оси абсцисс определяется проводимостью (сопротивлением) холостого хода в сечении *2—2* схемы замещения, т. е.

$$\overset{*}{\Lambda}_{2х} = \mathrm{tg}\,\alpha_{2х} = \frac{\overset{*}{\Phi}_х}{\overset{*}{F}_{2х}} \quad \text{и} \quad \overset{*}{R}_{2х} = \mathrm{ctg}\,\alpha_{2х}. \tag{4.93}$$

Для ротора типа „звездочка" $\overset{*}{\Lambda}_{щ}=\infty$ и

$$\overset{*}{\Lambda}_{2х}=\overset{*}{\Lambda}_{1х},\quad \overset{*}{\Lambda}_{2к}=\overset{*}{\Lambda}_{1к},\quad \overset{*}{R}_{2х}=\overset{*}{R}_{1х} \text{ и } \overset{*}{R}_{2к}=\overset{*}{R}_{1к}.$$

Определив $\overset{*}{\Lambda}_{2к}$, находят точку отхода линии возврата A_0 и значение $\overset{*}{I}_{2к}$. Воспользовавшись коэффициентом возврата $\mu_в$, строят линию возврата, а затем по значению $\overset{*}{\Lambda}_{2х}$ определяют точку холостого хода X и значение $\overset{*}{E}_{01}$.

Зная $\overset{*}{E}_{01}$ и $\overset{*}{I}_{2к}$, определяют э. д. с. холостого хода $\overset{*}{E}_0$ и продольную составляющую тока короткого замыкания $\overset{*}{I}_{d\,к}$, а соединив $\overset{*}{E}_0$ и $\overset{*}{I}_{d\,к}$, получают внешнюю характеристику генератора без промежуточных построений.

Глава V

ИНДУКТОРНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРАХ

Индукторные генераторы были изобретены в 1877 г. П. Н. Яблочковым и применялись для получения тока повышенной частоты 20÷50 *кгц*.

За последние 25 лет индукторные генераторы повышенной частоты стали широко применяться в авиации, электрометаллургии (дуговая сварка, поверхностная закалка, плавка и т. д.), высокоскоростном электроприводе (текстильные двигатели, электропилы, ручной электроинструмент) и т. д., где используются частоты от 200 до 10 000 *гц*, в диапазоне которых машинные генераторы имеют существенные преимущества по сравнению с электронными.

Ленинградский завод «Электрик» изготовляет индукторные генераторы для промышленности мощностью до 100 *ква* при частоте 8000 *гц*. Заводы «Электросила» и ХЭМЗ изготовляют индукторные генераторы мощностью до 1000 *ква* при частотах порядка 10 000 *гц*.

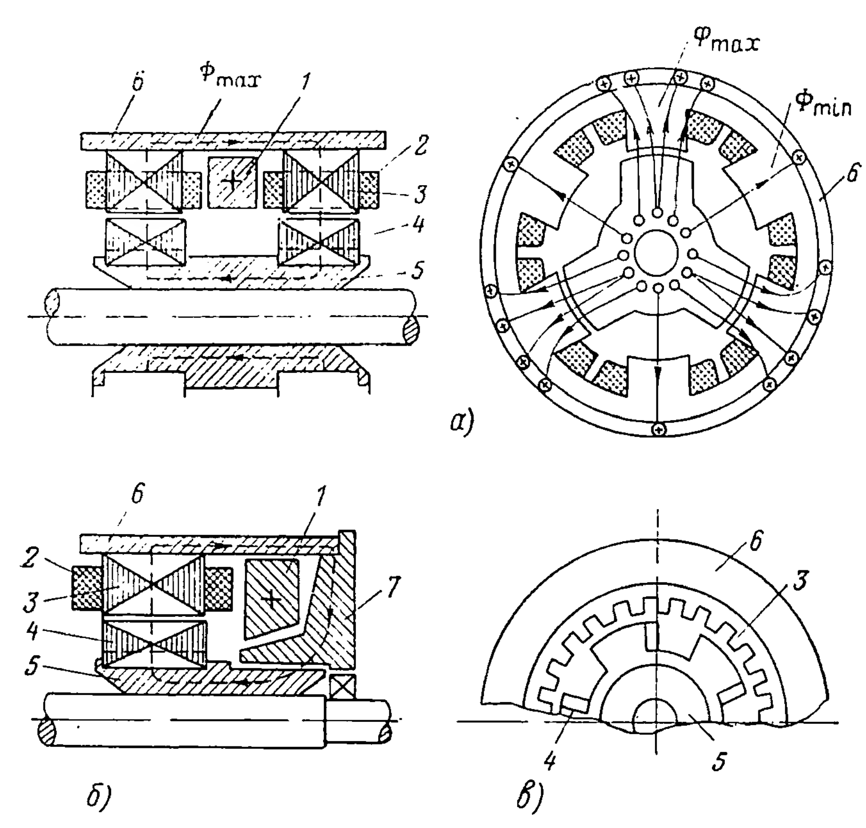
В авиации однофазные индукторные генераторы частотой 400 *гц* входят в комплект преобразователей серии МА мощностью от 0,1 до 2,5 *ква*. Выполнены также авиационные однофазные индукторные генераторы на 20 *ква*, 900 *гц* при 9000 об/мин; 500 *ва*, 6000 *гц* при 12 000 об/мин; на 2,5 *ква*, 5000 *гц* при 50 000 об/мин и др.

Большое количество оригинальных индукторных генераторов мощностью от 0,5 до 600 *ква* и частотой от 500 до 60 000 *гц*, в частности, авиационных, созданы В. П. Вологдиным.

Определение. *Индукторной* называется такая электрическая машина, у которой главный магнитный поток в произвольной точке воздушного зазора изменяется только по величине. Иначе, периодическое изменение потока, сцепленного с обмоткой якоря, происходит за счет изменения проводимости воздушного зазора. Последнее обстоятельство позволяет размещать обмотки возбуждения и якоря на неподвижной части машины.

Устройство. Индукторные генераторы обычно применяются для комплектования преобразователей переменного тока промышленной частоты (50÷60 *гц*) в переменный ток повышенной частоты (200÷10 000 *гц*), либо преобразователей постоянного тока в пере-

менный ток повышенной частоты. Приводной электрический двигатель (в первом случае асинхронный или синхронный, а во втором — постоянного тока) и индукторный генератор обычно встраиваются в общий корпус, что позволяет уменьшить аксиальные размеры и вес



Фиг. 5.1. Схема однофазного одноименнополюсного индукторного генератора 400 *гц* при 8000 об/мин.

а—двухпакетное исполнение, *б*—однопакетное исполнение, *в*—активная зона при трехфазном исполнении на 800 *гц* при 8000 об/мин.

1—обмотка возбуждения, *2*—обмотка якоря, *3*—зубцы и сердечник якоря, *4*—зубцы и сердечник ротора, *5*—втулка ротора, *6*—корпус статора, *7*—фланец.

преобразователя. Значительно реже индукторные генераторы приводятся во вращение двигателем внутреннего сгорания или турбиной.

Известно большое количество конструктивных исполнений индукторных машин.

На фиг. 5.1—5.3 приведены схематические поперечные и продольные разрезы двух основных типов индукторных генераторов переменного тока, которые нашли применение в авиации.

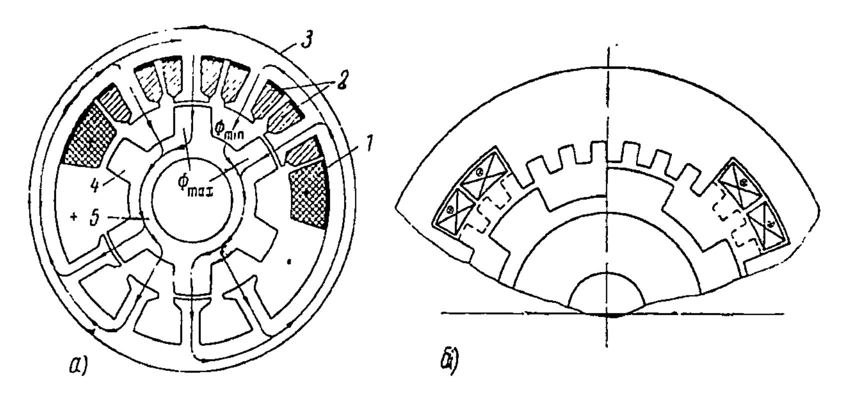
Возбуждение главного магнитного поля в воздушном зазоре индукторной машины осуществляется обмоткой *1*, расположенной во

всех типах индукторных генераторов на неподвижной части машины (совместно с обмоткой якоря) и обтекаемой постоянным током.

Обмотка якоря (обмотка переменного тока *2*) также всегда располагается в пазах неподвижной части машины.

Зубцы и сердечник якоря *3*, зубцы и сердечник ротора *4* набираются из электротехнической листовой стали толщиной 0,35÷0,20 *мм* в зависимости от частоты. В конструкции фиг. 5.1 зубцы и сердечник ротора могут быть выполнены и массивными.

Втулка ротора *5* и корпус статора *6* обычно выполняются из стали армко; в конструкции фиг. 5.2 и 5.3 они выполняются наборными из листовой стали.



Фиг. 5.2. Схема разноименнополюсного индукторного генератора с классической активной зоной.

а—однофазная с двумя полюсами возбуждения на 800 *гц* при 8000 об/мин, *б*—трехфазная с четырьмя полюсами возбуждения (обозначения те же, что на фиг. 5.1).

В однопакетной конструкции фланец *7*, по которому проходит главный поток, также выполняется из стали армко.

Во всех однофазных индукторных машинах классического типа число полюсов ротора в 2 раза меньше числа зубцов статора. Если машина выполняется m-фазной, то число зубцовых делений статора в $2m$ раз больше, чем число зубцовых делений ротора.

Особенностью индукторного генератора является удвоенная частота по сравнению с синхронным генератором, имеющим то же число полюсов (зубцов), т. е.

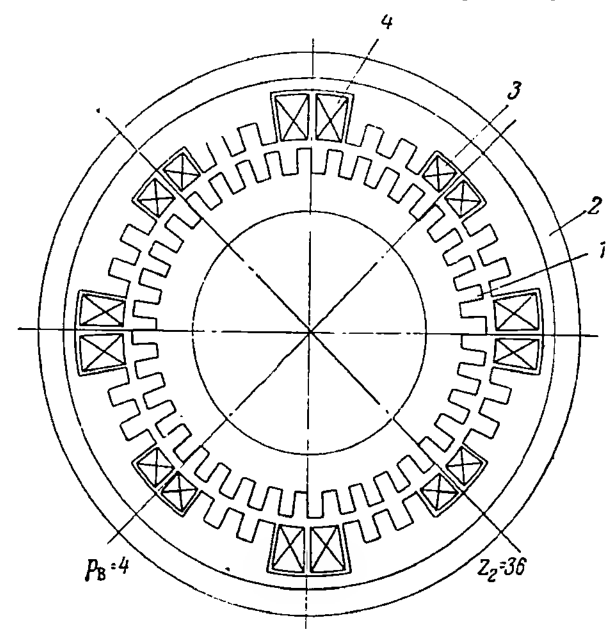
$$f = \frac{z_2 n}{60} \text{ гц},$$

где число зубцов ротора z_2 соответствует p, а не $2p$.

Принцип действия. Магнитный поток в воздушном зазоре образуется обмоткой возбуждения, обтекаемой постоянным током (либо постоянными магнитами). Направление магнитного потока показано на фиг. 5.1. В двухпакетной конструкции один пакет имеет только северные полюсы, а второй — только южные. В конструкции

фиг. 5.2 и 5.3 полярность возбуждения чередуется, как в переменнополюсной машине классического типа.

При равномерном вращении ротора магнитная проводимость воздушного зазора периодически изменяется, так как число полюсов (зубцов) статора в 2 или в $2m$ раз больше числа пазов (полюсов) ротора. Следовательно, и магнитный поток в воздушном зазоре периодически изменяет свою величину от Φ_{max}, когда оси зубцов ротора и статора совпадают, до Φ_{min}, когда оси зубцов ротора и статора



Фиг. 5.3. Схема однофазного разноименнополюсного индукторного генератора с гребенчатой активной зоной. Четыре полюса возбуждения, четыре обмотки якоря, частота

$$f=\frac{z_2 n}{60}=\frac{36\cdot 10\,000}{60}=6000 \text{ гц},$$

$$n=10\,000 \text{ об/мин}.$$

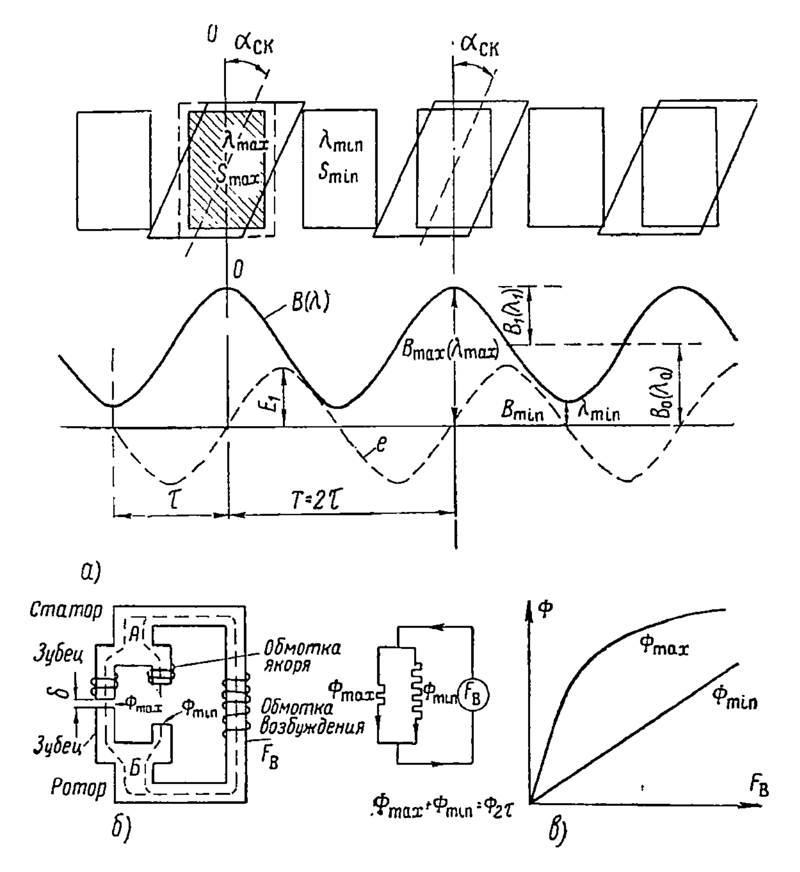
1—ротор; 2—статор; 3—обмотка якоря; 4—обмотка возбуждения.

смещены на угол π (фиг. 5.4). Таким образом, поток в воздушном зазоре машины состоит из постоянной и переменной составляющих. Среднее значение потока равно $\Phi_0=0{,}5\ (\Phi_{max}+\Phi_{min})$, а переменное — $\Phi_1=0{,}5(\Phi_{max}-\Phi_{min})$.

Обмотка якоря пронизывается потоком, который периодически изменяет свою величину с изменением проводимости воздушного зазора; следовательно, в ней наводится переменной составляющей потока Φ_1 переменная э. д. с. Таким образом, поток машины при постоянном значении н. с. и равномерном вращении ротора периодиче-

ски изменяет свою величину, не меняя знака, и наводит во вторичной обмотке переменную э. д. с.

Преимущества: а) простота и надежность конструкции — нет обмотки на вращающейся части машины и скользящих контактов, что облегчает производство и эксплуатацию;



Фиг. 5.4. К принципу действия индукторных генераторов.

а—кривые поля и э. д. с.; *б*—схема замещения индукторного генератора; *в*—зависимость потока Φ_{max} и Φ_{min} от н. с. возбуждения $F_в$.

б) простота и надежность регулирования напряжения;

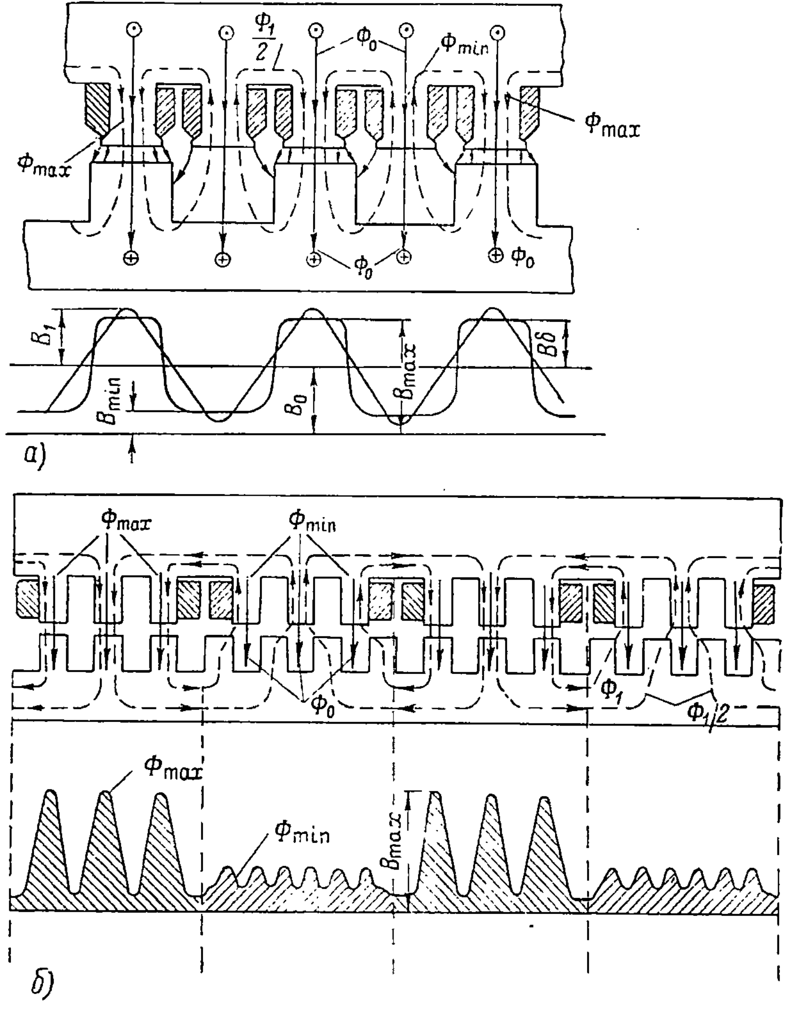
в) возможность повышения скорости вращения до 100 *м/сек* и более;

г) более высокий к.п.д. вследствие меньшей мощности возбуждения и отсутствия потерь в скользящем контакте.

Недостатки: а) относительно невысокая степень использования модели в соответствии с изменением потока от Φ_{max} до Φ_{min}, а не от $+\Phi$ до $-\Phi$;

б) повышенное значение реактивности, что иногда требует емкостную компенсацию;

в) зависимость формы кривой э. д. с. от величины и характера нагрузки.



Фиг. 5. 5. Картина поля в воздушном зазоре индукторного генератора.
а—классическая активная зона, *б*—гребеночная активная зона.

Классификация. Индукторные машины целесообразно классифицировать следующим образом.

По пространственному размещению обмоток возбуждения:

а) Одноименнополюсные (кольцевые) генераторы, имеющие одну обмотку возбуждения, ось которой совпадает с осью машины, т. е. обмотка возбуждения охватывает ось ротора. В этих

генераторах поток в зубцах ротора не изменяет своего знака и ротор может быть выполнен сплошным (см. фиг. 5.1).

б) Разноименнополюсные (сегментные) генераторы, имеющие $2p_в$ обмоток возбуждения, оси которых перпендикулярны оси машины, т. е. они не охватывают ось ротора. Последний тип индукторного генератора по устройству магнитной системы напоминает машины постоянного тока. В генераторах этого типа поток в зубцах ротора изменяет свой знак с частотой $f_в=(p_в n/60)$ и, следовательно, ротор должен быть выполнен наборным из листовой электротехнической стали (см. фиг. 5.2 и 5.3).

По структуре активного слоя:

а) Классический тип, у которого зубцовое деление ротора t_2 равно двойному зубцовому делению статора, умноженному на число фаз, т. е.

$$t_2=2mt_1 \text{ и } z_1=2mz_2.$$

б) Гребеночный тип (см. фиг. 5.3), у которого зубцовое деление ротора равно зубцовому делению статора, умноженному на число фаз, т. е.

$$t_2=mt_1 \text{ и } z_1=mz_2.$$

в) Система с пульсирующим потоком в зубцах ротора, у которой зубцовое деление ротора приблизительно равно зубцовому делению статора. Эта система нерациональна и здесь не рассматривается.

На фиг. 5.5 показаны формы поля одноименнополюсных индукторных генераторов с различной активной зоной.

5.2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Рабочие процессы всех типов индукторных машин подобны один другому, поэтому результаты, полученные для одного из них, приложимы и к другим.

Индукторный генератор является явнополюсной синхронной машиной, поэтому теория явнополюсных синхронных машин в основном приложима и к индукторным генераторам при условии соответствующего выбора параметров.

Если принять за продольную ось машины ось зубца ротора, а за поперечную — ось, смещенную относительно продольной оси на угол $\pi/2$, тогда продольное и поперечное индуктивные сопротивления реакции якоря будут $x_{яd}$ и $x_{яq}$.

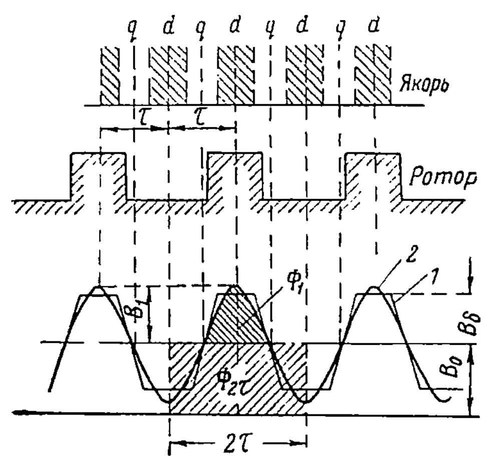
Индуктивное сопротивление рассеяния: по пазам, лобовой части и от высших гармоник н. с. в зазоре будет $x_{sd}=x_{sq}=x_s$.

Действие реакции якоря в индукторном генераторе подобно действию реакции якоря в обычном синхронном генераторе, т. е. индуктивная нагрузка снижает, а емкостная увеличивает главный поток.

Проводимости и потоки в воздушном зазоре индукторного генератора

На фиг. 5.6 приведена картина изменения величины магнитной проводимости и пропорциональной ей величины потока (индукции) в воздушном зазоре для классической активной зоны в предположении, что сопротивление стальных участков магнитной цепи равно нулю ($\mu=\infty$); поверхность расточки статора гладкая, т. е. $k_\delta=1$; явление гистерезиса и вихревые токи в магнитной цепи отсутствуют; рассматривается только первая гармоника поля.

Магнитная проводимость воздушного зазора индукторного генератора, как и соответствующая ей индукция, при вращении ротора периодически изменяется с периодом, равным 2τ.



Фиг. 5.6. Кривая поля в воздушном зазоре индукторного генератора при закрытых пазах якоря.

1—кривая поля в зазоре; 2—первая гармоника кривой поля; Φ_1—поток первой гармоники; $\Phi_{2\tau}$—поток двойного полюсного деления.

Разложив кривую проводимости в гармонический ряд, получают для проводимости воздушного зазора известные выражения:

$$f(x)=\frac{a_0}{2}+\sum_1^\infty a_n\times$$

$$\times\cos nx+\sum_1^\infty b_n\sin nx=$$

$$=\lambda_0+\sum_1^\infty \lambda_n\sin n(\alpha-\omega t),$$

где

$$\left.\begin{aligned} &a_n=\frac{2}{T}\int_0^T f(x)\cos nx\,dx, \quad b_n=\frac{2}{T}\int_0^T f(x)\sin nx\,dx,\\ &\lambda_0=\frac{1}{T}\int_0^T f(x)\,dx,\\ &\lambda_n=\sqrt{a_n^2+b_n^2}, \quad \operatorname{tg}\alpha=\frac{a_n}{b_n}. \end{aligned}\right\} \quad (5.1)$$

Так как обмотка возбуждения образует на протяжении полюсного деления поверхности якоря магнитное напряжение, постоянное во

времени и пространстве, то индукция в воздушном зазоре будет пропорциональна проводимостям, т. е. $B = F\lambda$ и

$$B_x = B_0 + \sum_{1}^{\infty} B_n \cos n(\alpha - \omega t), \tag{5.2}$$

где $B_0 = U_{\delta z}\lambda_0$ и $B_n = U_{\delta z}\lambda_n$ — постоянные составляющие и n-ная гармоника индукции в воздушном зазоре машины;

$U_{\delta z}$ — падение магнитного потенциала в активном слое (воздушный зазор и зубцы якоря).

Первая гармоника индукции и поток первой гармоники в воздушном зазоре соответственно равны

$$\left.\begin{aligned} B'_1 &= B_1 \cos(\alpha - \omega t), \\ \Phi'_1 &= \frac{2}{\pi} B_1 \tau l \cos(\alpha - \omega t). \end{aligned}\right\} \tag{5.3}$$

Они определяют значение э. д. с. фазы при холостом ходе

$$e = -\frac{d\psi'_1}{dt} = -w\frac{d\Phi'_1}{dt} = E_{1max}\sin\omega t,$$

где

$$E_1 = 4k_\phi k_0 w f \Phi_1 10^{-8}. \tag{5.4}$$

Проводимость (индукция) воздушного зазора является сложной функцией геометрии активного слоя и зависит от насыщения магнитной системы. Для упрощения задачи принимают, что активная зона (зубцы ротора и статора) не насыщена и ее сопротивление учитывают соответствующим увеличением воздушного зазора. Кроме того, исходят из н. с. возбуждения, приходящейся на активный слой $U_{\delta z}$, принимая ее значение неизменным. При этих условиях можно построить примерную упрощенную картину поля в воздушном зазоре и для нее определить $\lambda(B)$. Некоторые упрощенные картины поля показаны на фиг. 5. 7.

Наиболее простая картина поля, состоящего из постоянной $\lambda_0(B_0)$ и переменной $\lambda_1(B_1)$ составляющих, может быть представлена простым выражением

$$\lambda_x = \lambda_0 + \lambda_1 \cos\alpha = \lambda_0\left(1 + \frac{\lambda_1}{\lambda_0}\cos\alpha\right), \tag{5.5}$$

где

$$\lambda_0 = 0{,}5\lambda_{max}(1 + \rho),$$

$$\lambda_1 = 0{,}5\lambda_{max}(1 - \rho),$$

$$\lambda_{max} = \frac{2\lambda_1}{1-\rho} = \frac{2\lambda_0}{1+\rho}, \quad \rho = \frac{\lambda_{min}}{\lambda_{max}},$$

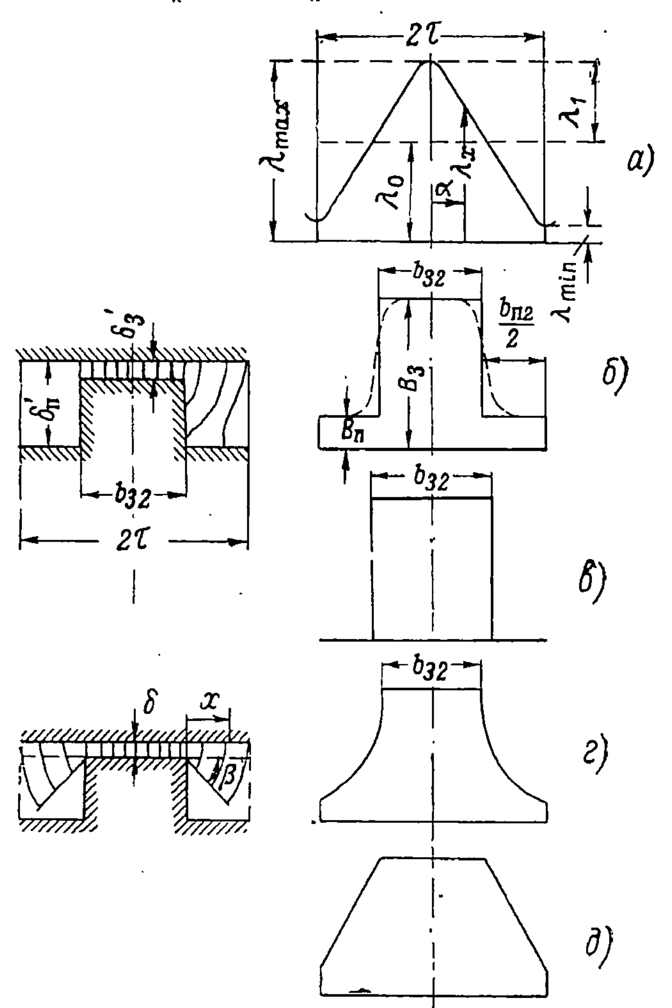
λ_{max} и λ_{min} — магнитные проводимости воздушного зазора, соответствующие оси зубца и оси межзубцового пространства ротора.

Поток двойного полюсного деления

$$\Phi_{2\tau} = B_0 2\tau l_i = B_{max}(1+\rho)\tau l_i. \tag{5.6}$$

Первая гармоника потока, используемого для наведения э. д. с.,

$$\Phi_1 = \frac{2}{\pi} B_1 \tau l_i = \frac{1}{\pi} B_{max}(1-\rho)\tau l_i. \tag{5.7}$$



Фиг. 5.7. Упрощенные картины поля индукторного генератора при холостом ходе.

$b_{з2}$—ширина зуба ротора; $b_{п2}$—ширина паза ротора; $B_з$—максимальная индукция по оси зуба ротора; $B_п$—минимальная индукция по оси паза.

Степень использования потока

$$k_1 = \frac{\Phi_1}{\Phi_{2\tau}} = \frac{1}{\pi}\,\frac{1-\rho}{1+\rho} \approx 0{,}318\,\frac{1-\rho}{1+\rho}. \tag{5.8}$$

В этом случае максимальная степень использования потока воздушного зазора для наведения э. д. с. составляет при $\rho=0$ только 31,8%, а при $\rho=0{,}05$ (обычное значение) — только 28,8%.

Если исходить из формы поля фиг. 5.7, *б*, то амплитуда первой гармоники магнитной индукции, учитывая, что

$$B_п=\frac{0{,}4\pi U_{\delta z}}{\delta_п} \quad и \quad B_з=\frac{0{,}4\pi U_{\delta z}}{\delta_з},$$

будет равна

$$B_1=\frac{2}{\pi}(B_з-B_п)\sin\alpha_1\frac{\pi}{2}=0{,}8\,U_{\delta z}\frac{1-\rho_1}{\delta_з}\sin\alpha_1\frac{\pi}{2} \qquad (5.9)$$

и первая гармоника потока

$$\Phi_1=\frac{2}{\pi}B_1\tau l_i=\frac{1{,}6}{\pi}U_{\delta z}\frac{1-\rho_1}{\delta_з}\tau l_i\sin\alpha_1\frac{\pi}{2}. \qquad (5.10)$$

Здесь

$$\rho_1=\frac{\delta_з}{\delta_п}<1, \quad \alpha_1=\frac{b_{з2}}{\tau}. \qquad (5.11)$$

Поток на двойном полюсном делении

$$\Phi_{2\tau}=(B_п B_{п2}+B_з B_{з2})\,l=$$
$$=0{,}4\pi U_{\delta z}\frac{b_{з2}}{\delta_з}\left(1+\rho_1\frac{b_{п2}}{b_{з2}}\right)l, \qquad (5.12)$$

где

$$\frac{b_{п2}}{b_{з2}}=\frac{2\tau-b_{з2}}{b_{з2}}=\frac{2}{\alpha_1}-1.$$

Степень использования потока

$$k_1=\frac{\Phi_1}{\Phi_{2\tau}}=\frac{2}{\pi^2}\,\frac{\sin\alpha_1\frac{\pi}{2}}{0{,}5\,\alpha_1+\frac{\rho_1}{1-\rho_1}}. \qquad (5.13)$$

При $\alpha_1=0{,}8$ и $\rho_1=0{,}05$ использование потока составляет 42,5% от полного потока воздушного зазора, а при $\alpha_1=1$ — 36,7%. С увеличением относительной ширины зубца ротора $\alpha_1=b_{з2}/\tau$ и отношения $\rho_1=\delta_з/\delta_п$ степень использования потока уменьшается.

Если принять отношение $\rho_1=0$, то получится выражение для формы поля по фиг. 5.7, *в*.

При распределении поля по фиг. 5.7, *г* амплитуду первой гармоники кривой можно представить, как показал Н. Я. Альпер, через интегральный синус и косинус в виде

$$\lambda_1=\frac{2\tau}{\pi\delta}\sin\alpha_1+\frac{2}{\pi\beta}\left\{\cos\gamma\left[\mathrm{ci}\,(\pi-\gamma)-\mathrm{ci}\,\frac{\delta}{\beta\tau}\right]-\right.$$
$$\left.-\sin\alpha_1\left[\mathrm{si}\,(\pi-\gamma)+\mathrm{si}\,\frac{\delta}{\beta\tau}\right]\right\}, \qquad (5.14)$$

где $\gamma=\alpha_1-(\delta/\beta\tau)$, β — угол в радианах.

Первая гармоника потока

$$\Phi_1 = \frac{2}{\pi} B_1 \tau l = \frac{2}{\pi} \tau l U_{\delta z} \lambda_1. \qquad (5.15)$$

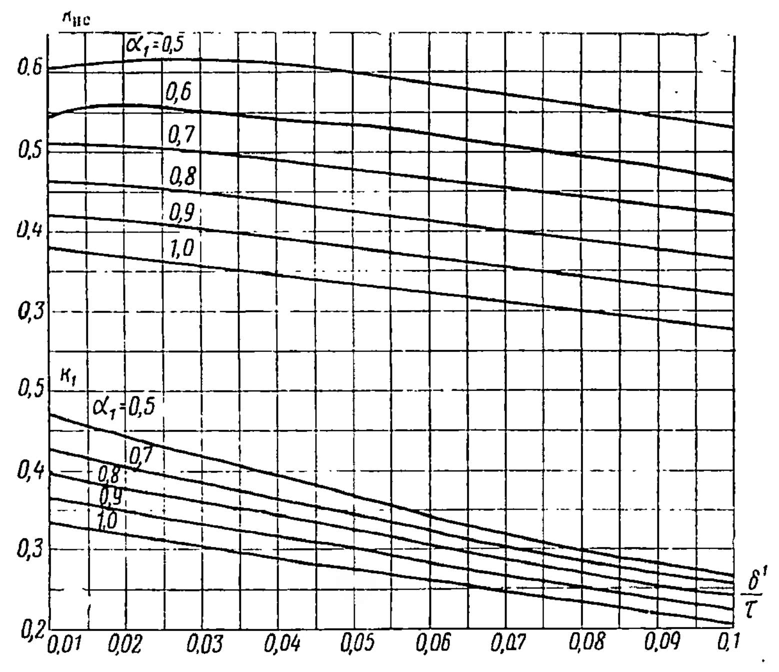
Поток на двойном полюсном делении

$$\Phi_{2\tau} = B_0 2\tau l = 2\tau l U_{\delta z} \lambda_0. \qquad (5.16)$$

Степень использования потока

$$k_1 = \frac{\Phi_1}{\Phi_{2\tau}} = \frac{1}{\pi} \frac{\lambda_1}{\lambda_0} = f\left(\alpha_1;\ \frac{\delta}{\tau}\right) \qquad (5.17)$$

определяется по кривым фиг. 5. 8.



Фиг. 5. 8. Коэффициенты магнитной цепи индукторного генератора.

Степень использования потока $k_1=f\left(\alpha_1,\ \frac{\delta'}{\tau}\right)$, степень использования индукторного генератора

$$k_{нс}=\varphi\left(\alpha_1,\ \frac{\delta''}{\tau}\right)=k_1 k_м.$$

При $\alpha_1=0,8$ и $\delta'/\tau=0,05$ поток используется на 32,3%.

Таким образом, степень использования потока получается заниженной, если исходить из распределения поля по фиг. 5. 7, *а*, и завышенной, если исходить из фиг. 5. 7, *б*, по сравнению с полем по фиг. 5. 7, *г*, которое ближе к действительному.

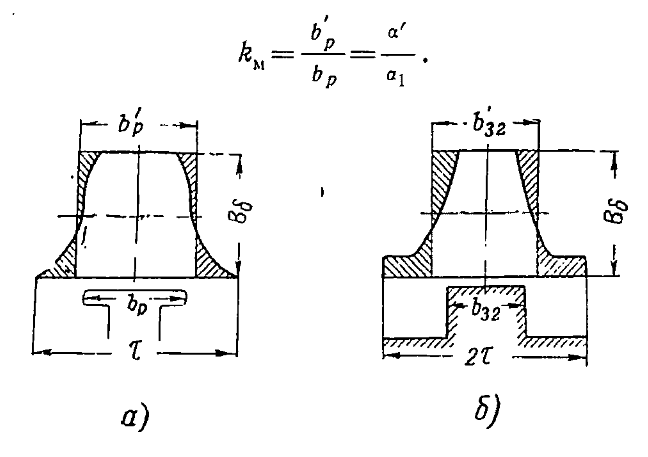
В заключение для индукторных машин определяется коэффициент распределения индукции при холостом ходе $k_м$, который в синхронных машинах классического типа (фиг. 5.9) из уравнений

$$\Phi = B_{ср}\tau l = B_\delta \alpha' \tau l = B_\delta b'_p l;$$

$$\alpha' = \frac{b'_p}{\tau} = k_м \frac{b_p}{\tau} = k_м \alpha_1$$

был равен

$$k_м = \frac{b'_p}{b_p} = \frac{\alpha'}{\alpha_1}.$$



Фиг. 5.9. Коэффициент распределения индукции при холостом ходе.

а—синхронная машина классического типа $k_м = \frac{b'_р}{b_р}$, *б*—индукторный генератор $k_м = \frac{b'_{з2}}{b_{з2}}$.

В индукторных генераторах необходимо исходить из двойного полюсного деления

$$\Phi_{2\tau} = B_0 2\tau l = B_\delta 2\alpha' \tau l = B_\delta b'_{з2} l,$$

т. е.

$$k_м = \frac{b'_{з2}}{b_{з2}} = 2\frac{\alpha'}{\alpha_1} = \frac{\Phi_{2\tau}}{B_\delta b_{з2} l} = \frac{\Phi_1}{k_1 B_\delta b_{з2} l}. \qquad (5.18)$$

Таким образом, максимальная индукция в воздушном зазоре индукторного генератора

$$B_\delta = \frac{\Phi_1}{k_м k_1 b_{з2} l} = \frac{\Phi_1}{k_{нс} b_{з2} l} \; [гс] \qquad (5.19)$$

и падение магнитного потенциала в воздушном зазоре

$$U_\delta = 0{,}8\delta' B_\delta \, ав, \tag{5.20}$$

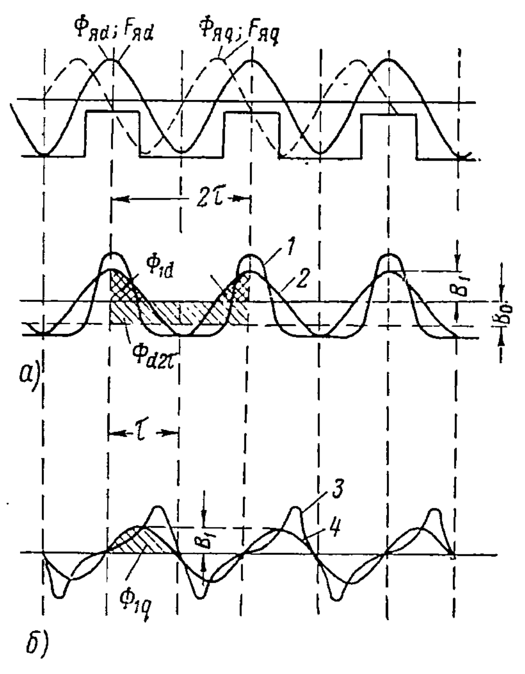
где $k_{нс} = k_1 k_м = 2k_1(\alpha'/\alpha_1)$ — коэффициент, характеризующий степень использования индукторного генератора, определяемый по фиг. 5. 8;

α', $b'_р$ и $b_{з?}$ — расчетные значения.

Реакция якоря индукторного генератора

Реакция якоря индукторного генератора определяется так же, как и в явнополюсных синхронных генераторах, а влияние н. с. якоря на основное поле машины также зависит от величины и характера нагрузки.

В общем случае н. с. якоря разлагают, как обычно, на продольную и поперечную составляющие и определяют продольный и поперечный потоки реакции якоря, умножая н. с на соответствующую проводимость. Таким образом, если учитывать только первую гармонику н. с. якоря, то



Фиг. 5. 10. Кривые поля реакции якоря.

а—в продольной оси; б—в поперечной оси. 1 и 3—кривые потока; 2 и 4—первые гармоники потока от продольной и поперечной н. с. якоря; $\Phi_{2\tau}$—поток на двойном полюсном делении от н. с. $F_{я\,d}$; Φ_{1d} и Φ_{1q}—потоки первой гармоники от н. с. $F_{я\,d}$ и $F_{я\,q}$.

$$\left.\begin{aligned} f_{я\,d} &= F_{я\,d}\cos(\theta - \omega t), \\ f_{я\,q} &= F_{я\,q}\sin(\theta - \omega t), \\ B_{я\,d} &= f_{я\,d}\lambda_d \\ \text{и}\quad B_{я\,q} &= f_{я\,q}\lambda_q, \end{aligned}\right\} \tag{5.21}$$

где

$$\left.\begin{aligned} F_я &= 0{,}45m\frac{Iw}{p}k_0, \\ F_{я\,d} &= F_я \sin\psi \\ \text{и}\quad F_{я\,q} &= F_я\cos\psi. \end{aligned}\right\} \tag{5.22}$$

Для определения коэффициентов приведения поля якоря к полю возбуждения в продольной k_{1d} и поперечной k_{1q} оси машины кривую поля якоря фиг. 5. 10 разлагают в ряд и выделяют первые гармоники, которые приравнивают к первой гармонике поля возбуждения.

Каждая гармоника н. с. якоря образует в зазоре бесконечный ряд гармоник, из которого рассматривается только первая, расположенная неподвижно по отношению н. с. возбуждения и образующая реакцию якоря.

Первая гармоника н. с. якоря в продольной и поперечной осях образует высшие гармоники индукции всех порядков. Мгновенные значения продольной и поперечной индукций от первой гармоники н. с. якоря будут

$$\left.\begin{aligned} B'_{1d} &= F_{1я\,d}\left[\frac{\lambda_{1d}}{2}+\left(\lambda_{0d}+\frac{\lambda_{2d}}{2}\right)\cos(\theta-\omega t)+\right. \\ &\left.+\frac{1}{2}\sum_{2}^{\infty}(\lambda_{n-1}+\lambda_{n+1})_d\cos n(\theta-\omega t)\right] \\ \text{и}\quad & \\ B'_{1q} &= F_{1я\,q}\left[\left(\lambda_{0q}-\frac{\lambda_{2q}}{2}\right)\sin(\theta-\omega t)\right)+ \\ &\left.+\frac{1}{2}\sum_{2}^{\infty}(\lambda_{n-1}-\lambda_{n+1})_q\sin n(\theta-\omega t)\right]. \end{aligned}\right\} \quad (5.23)$$

Если ограничиться рассмотрением первой гармоники, то продольный и поперечный потоки реакции якоря будут

$$\left.\begin{aligned} \Phi_{1d} &= \frac{2}{\pi}B_{1d}\tau l=\frac{2}{\pi}\tau lF_{1я\,d}\left(\lambda_{0d}+\frac{\lambda_{2d}}{2}\right)\cos(\theta-\omega t), \\ \Phi_{1q} &= \frac{2}{\pi}\tau lF_{1я\,q}\left(\lambda_{0q}-\frac{\lambda_{2q}}{2}\right)\sin(\theta-\omega t) \end{aligned}\right\} \quad (5.24)$$

и соответствующие э. д. с. реакции якоря

$$e_{1d}=E_{1d\,\max}\sin\omega t$$

и

$$e_{1q}=E_{1q\,\max}\cos\omega t,$$

где

$$\left.\begin{aligned} E_{1d} &= 4\tau lw_э fF_{1я\,d}(\lambda_{0d}+0{,}5\lambda_{2d})\,10^{-8}\,в, \\ E_{1q} &= 4\tau lw_э fF_{1я\,q}(\lambda_{0q}-0{,}5\lambda_{2q})\,10^{-8}\,в. \end{aligned}\right\} \quad (5.25)$$

Коэффициенты приведения продольной и поперечной реакций якоря при условии, что амплитуда первой гармоники н. с. реакции

якоря равна первой гармонике н. с. возбуждения при холостом ходе, т. е. $F_{1я\,d}=U_{\delta\,z}$, будут (по Н. Я. Альперу) равны (фиг. 5.11)

$$k_{1d}=\frac{\Phi_{1d}}{\Phi_1}=\frac{\lambda_{0d}+0,5\lambda_{2d}}{\lambda_1}$$

и (5.26)

$$k_{1q}=\frac{\Phi_{1q}}{\Phi_{1d}}=\frac{\lambda_{0q}-0,5\lambda_{2q}}{\lambda_{0d}+0,5\lambda_{2d}}.$$

Выражение (5.25) получено в предположении, что магнитная проводимость спинки статора и ротора столь велика, что ею можно пренебречь. Однако в действительности падение магнитного потенциала в спинке может быть такого же порядка, как и в воздушном зазоре. Проводимость спинки оказывает влияние лишь на продольный поток реакции якоря; поперечный поток реакции якоря замыкается помимо спинок статора и ротора.

Если обозначить проводимость спинки и путей рассеяния, отнесенную к единице поверхности расточки статора, через Λ, то

$$\Lambda=\Lambda_c+\Lambda_\sigma\approx\Lambda_c$$

и

$$\Lambda_c=\frac{\Phi_c}{U_c}\frac{1}{2p\tau l},$$

так как проводимость рассеяния Λ_σ обычно не превосходит нескольких процентов от Λ_c.

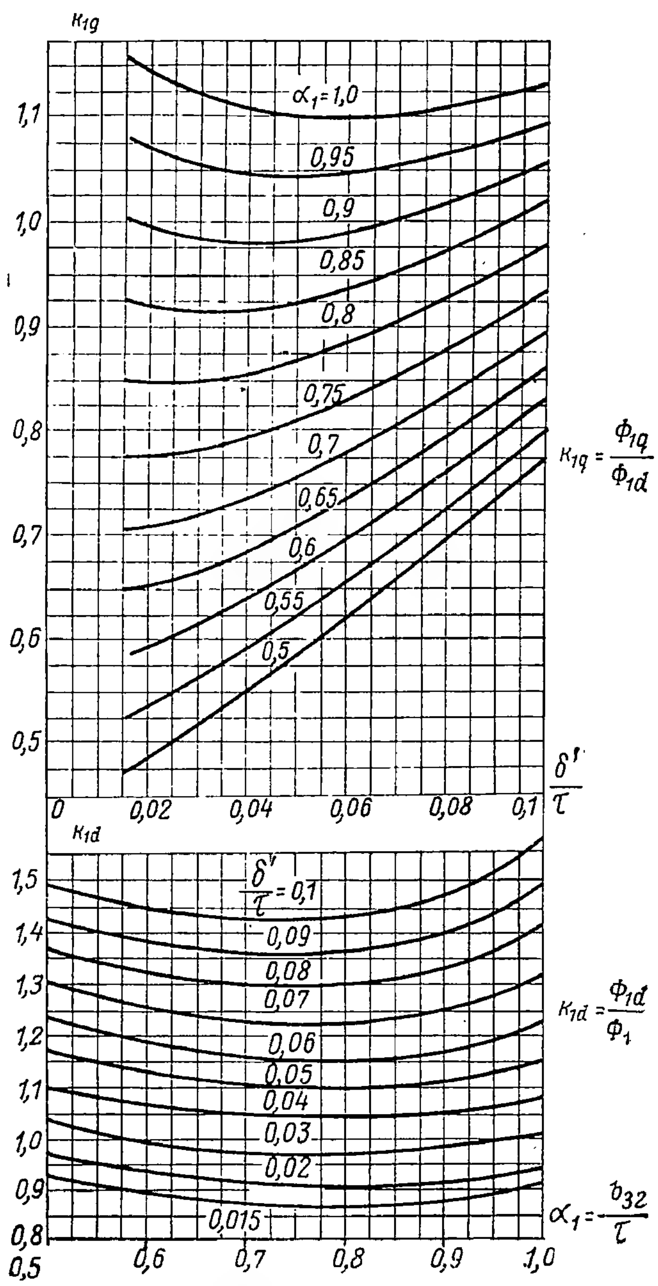
Падение потенциала U_c в спинке уменьшает э. д. с. продольной реакции якоря, что учитывается коэффициентом

$$k_x=1-1,57\frac{k_1}{k_{1d}}\left(1-\frac{U_{\delta z}}{F_0}\right).$$

Коэффициент магнитной цепи $k_s=(F_0/U_{\delta\,z})=1+(U_c/U_{\delta\,z})$ определяется из кривой холостого хода.

В начале параграфа было сделано допущение, что поверхность якоря гладкая. Если же учесть наличие пазов, то индуктивные сопротивления реакции якоря в продольной и поперечной оси, равные $x_{я\,d}=(E_{я\,d}/I)\equiv(\Phi_{я\,d}/I)$ и $x_{я\,q}=(E_{я\,q}/I)\equiv(\Phi_{я\,q}/I)$, снизят свое значение. Влияние раскрытия пазов учитывается коэффициентом $k_{р.\,п}=f\,(b_{ш}/\tau)$, равным

$b_ш/\tau$	0,1	0,2	0,3	0,4
$к_{р.п}$	0,99	0,94	0,86	0,75



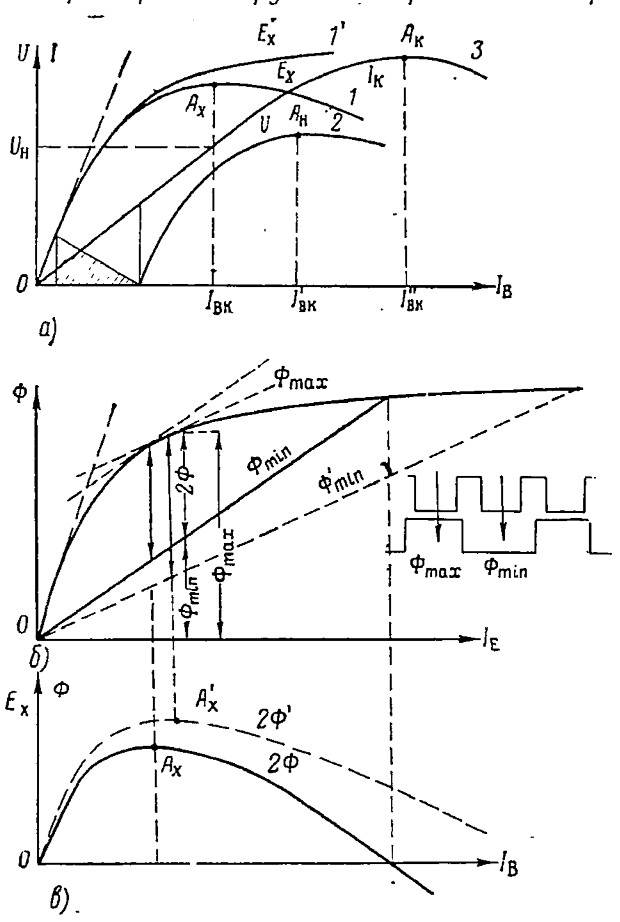
Фиг. 5.11. Коэффициенты приведения реакции якоря.

а — $k_{1d}=f(\alpha_1, \delta'/\tau)$ — в продольной оси;

б — $k_{1q}=f(\alpha_1, \delta'/\tau)$ — в поперечной оси.

Характеристики индукторных генераторов

На фиг. 5.12 приведены характеристики холостого хода, нагрузочная и короткого замыкания. Из этой фигуры видно, что *характеристики индукторных генераторов принципиально отличаются от аналогичных характеристик других электрических генераторов.*



Фиг. 5.12. Характеристики индукторных генераторов.

1 и *1'*—характеристики холостого хода индукторного и синхронного генератора, *2*—нагрузочная характеристика, *3*—характеристика короткого замыкания.

Обычно кривые холостого хода $E=f(I_в)$ при $I=0$ и нагрузочная $U=f(I_в)$ при $I=\text{const}$ состоят из трех участков: начальной прямолинейной части, соответствующей ненасыщенному состоянию магнитной цепи, где поток круто возрастает пропорционально н. с. возбуждения; средней криволинейной части, соответствующей среднему насыщению, где поток заметно возрастает, но не пропорционально

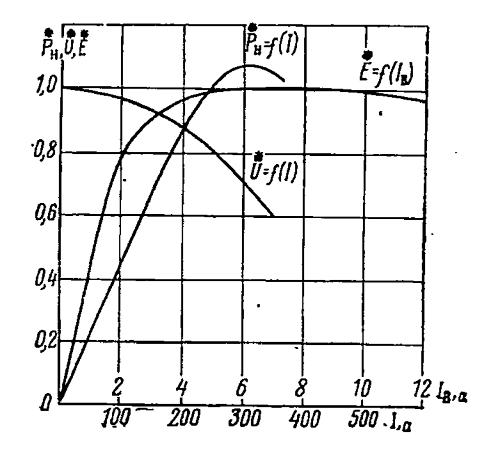
увеличению н. с. возбуждения и конечной прямолинейной части, соответствующей насыщенному состоянию машины, где поток незначительно возрастает пропорционально н. с. возбуждения (кривая 1′).

Характеристики индукторного генератора (кривые 1, 2 и 3) имеют критические точки A_x, $A_н$ и $A_к$, в которых они меняют свой знак, т. е. при возрастании н. с. возбуждения до точек A поток и э. д. с. машины увеличиваются, а при дальнейшем возрастании н. с. возбуждения поток и э. д. с. машины уменьшаются. Это объясняется следующим образом.

Переменный поток машины, наводящий э. д. с. в обмотке якоря, равен

$$\Phi = 0{,}5\,(\Phi_{max} - \Phi_{min}),$$

где Φ_{max} и Φ_{min} — потоки, замыкающиеся соответственно по продольной (стальной) и поперечной (воздушной) осям машины (фиг. 5.12, *б*).



Фиг. 5.13. Характеристики авиационного индукторного генератора 30 *ква*, 1200 *гц*, 12 000 об/мин, $m = 1$.

Зависимость $\Phi_{max} = f(F_в)$, на которую оказывает большое влияние насыщение магнитной цепи, криволинейна, в то время как зависимость $\Phi_{min} = f(F_в)$ практически прямолинейна; поэтому при увеличении возбуждения переменный поток (2Φ на фиг. 5.12, *в*), возрастает до точки A на криволинейной части $\Phi_{max} = f(F_в)$, а затем начинает снижаться.

Если величину минимального потока уменьшить до значения Φ'_{min}, то критическая точка сместится вправо до A'. Следовательно, чем больше отношение $\Phi_{max}/\Phi_{min} = \lambda_{max}/\lambda_{min}$, тем при большем значении н. с. возбуждения достигается критическая точка.

Таким образом, *в индукторных машинах магнитная цепь должна быть слабо насыщена и отношение $\lambda_{max}/\lambda_{min}$ должно быть возможно бо́льшим*. При больших насыщениях использование машины снижается и при некотором значении возбуждения напряжение может стать даже равным нулю.

Изгиб кривой холостого хода физически можно объяснить тем, что проводимость в продольной оси машины при больших насыщениях уменьшается и становится сравнимой с проводимостью в поперечной оси машины и, следовательно, переменная составляющая потока, наводящая э. д. с. в обмотке якоря, равная разности потоков в продольной и поперечной оси машины, достигает сначала максимума (точка A_x), а затем быстро снижается.

На фиг. 5.13 приведены характеристики однофазного авиационного индукторного генератора мощностью 30 *ква* при 1200 *гц* и 12 000 об/мин.

5.3. НЕКОТОРЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Выбор типа индукторного генератора

Явнополюсные синхронные генераторы из условий производства и степени их использования целесообразно конструировать для частот до 500 *гц* при окружной скорости $v \leqslant 50$ *м/сек* и $\tau = (v/2f) \geqslant 50$ *мм*.

Неявнополюсные синхронные генераторы, у которых каждый зубец ротора является полюсом, могут быть использованы для частот $f=(v/2\tau) \leqslant 1600$ *гц* при $v \leqslant 100$ *м/сек* и для частот до 2400 *гц* при $v \leqslant 150$ *м/сек* и $\tau \geqslant 30$ *мм*.

Следовательно, максимальную частоту синхронных генераторов ограничивает минимальная величина полюсного деления, определяемая конструктивными соображениями, условиями производства и степенью их использования.

В индукторных генераторах с гребенчатой активной зоной при $v \approx 150$ *м/сек* и минимальном делении зубца ротора в 1,25 *мм* можно получить частоту $f=\frac{15\,000}{2 \times 1,25}=60\,000$ *гц*; однако дальнейшее повышение частоты в индукторных генераторах ограничивается минимальным значением зубцового деления якоря в машинах с классической активной зоной и минимальным значением ширины зубца ротора в машинах с гребенчатой активной зоной.

Выполнение классической активной зоны при частотах более 2000÷3000 *гц* встречает затруднения, особенно при $m=3$, поэтому применяют гребеночную активную зону.

Преимущества одноименнополюсных генераторов: а) зубцы ротора не перемагничиваются и поэтому могут быть выполнены нешихтованными, что позволяет повысить окружную скорость ротора (до 150 *м/сек*); снижаются потери в стали;

б) обмотка возбуждения имеет меньшие размеры и вес, следовательно, меньшее сопротивление и потери;

в) обмотка якоря при одно- и многофазном исполнении симметрична.

Недостатки одноименнополюсных генераторов: а) поток возбуждения, проходящий аксиально по втулке ротора и ярму статора, увеличивает их сечение и вес; возникают подшипниковые токи и увеличивается рассеяние через корпус приводного электродвигателя (при однокорпусном исполнении);

б) момент инерции ротора (вследствие большого веса) и инерция магнитного поля (магнитная цепь содержит большие массивные участки) значительны;

в) возрастает постоянная времени цепи возбуждения $T=L/R$, так как обмотка возбуждения имеет малое активное сопротивление и большую индуктивность (весь поток возбуждения сцеплен со всей обмоткой возбуждения), что приводит к затяжке переходных процессов и возможности перенапряжений при сбросе нагрузки.

Преимущества разноименнополюсных генераторов: а) размеры и вес втулки ротора и сердечника якоря определяются в основном конструктивными соображениями, так как число полюсов возбуждения может быть увеличено, а сечение (вес) магнитной цепи уменьшено;

б) момент инерции, инерция магнитного поля и постоянная времени цепи возбуждения ниже, чем у одноименнополюсных машин;

в) осевые потоки отсутствуют, что снижает рассеяние и благоприятно для работы подшипников и приводного двигателя при однокорпусном исполнении.

Недостатки разноименнополюсных генераторов: а) повышенные потери в стали и обмотке возбуждения;

б) необходимость принятия специальных мер для получения симметричных обмоток якоря, особенно при трехфазной системе;

в) меньшая допустимая окружная скорость ротора ($v \leqslant 90$ *м/сек*);

г) значительные потери в зубцах ротора.

Геометрия активной зоны

Рекомендуется исходить из следующих величин: число пазов на полюс и фазу обычно равно единице ($q=1$). Общее число пазов якоря на один пакет (классическая активная зона)

$$z_1 = 2mz_2 = \frac{120f}{n} m,$$

где

$$z_2 = \frac{60f}{n}.$$

Зубцовое и полюсное деление якоря

$$t_1 = \frac{\pi D}{z_1} = \frac{30v}{mz_2 n} = \frac{v}{2mf} \quad \text{и} \quad \tau = mt_1.$$

Если скорость и частота заданы, то зубцовое и полюсное деления, а также число зубцов и диаметр якоря могут быть определены по приведенным формулам. Пазы якоря желательно выполнять полузакрытыми, так как это повышает использование машины, хотя несколько и усложняет производство.

Ширина зубца ротора, т. е. ширина полюса,

$$b_{з2} = \alpha_1 \tau, \text{ где } \alpha_1 = 0{,}7 \div 0{,}8.$$

Ширина междуполюсного пространства

$$b_{п2} = 2\tau - b_{з2} = \tau(2 - \alpha_1) = (1{,}3 \div 1{,}2)\tau.$$

Глубина паза ротора

$$h_{п2} \geqslant 0{,}5\tau \text{ и } h_{п2} \gtrsim 20\delta.$$

Величина воздушного зазора выбирается минимально возможной, учитывая условия прочности и производства, а также ограничение поверхностных потерь; при этом $\delta = 0{,}2 + (D/500)$ *мм*.

Для улучшения формы кривой напряжения зубцы ротора скашиваются, что приводит к снижению магнитной связи между обмоткой якоря и обмоткой возбуждения. Последнее учитывается коэффициентом скоса

$$k_{ск} = \frac{\sin 0{,}5\alpha_{ск}}{0{,}5\alpha_{ск}},$$

где

$$\alpha_{ск} = (0{,}4 \div 0{,}65)\,\tau.$$

Магнитная цепь

Магнитная цепь индукторных генераторов выполняется слабонасыщенной. Насыщение магнитной цепи снижает модуляцию потока в зубцах якоря и, следовательно, уменьшает степень использования машин. Кроме того, относительное увеличение падения магнитного потенциала в стали магнитопровода приводит к искажению формы поля и кривой э. д. с. машины, а также повышает их зависимость от характера нагрузки.

Таким образом, выбор магнитных нагрузок в стали имеет принципиальное значение.

При расчете индукторных машин часто исходят не из индукции в воздушном зазоре, как обычно, а из допустимого значения индукции в зубцах якоря. Последнее снижается с повышением частоты, если учитывать вытеснение потока и удельные потери в стали. Так, для частоты $f = 400 \div 10\,000$ *гц* можно предварительно принимать следующие значения индукции в зубцах статора $B_{зс}$:

f *гц*	400	1000	1600	2400	6000	8000	10 000
$B_{з.с}$ *гс*	12 000 11 000	11 000 10 000	10 000 9000	9000 8000	7000 6000	6000 5000	5000 4000

Индукции в магнитной цепи вне активной зоны не должны превосходить значений порядка $1{,}2\,B_{з.с}$.

При холостом ходе падение магнитного потенциала в воздушном зазоре определяют по максимальной индукции в воздушном зазоре, т. е.

$$B_\delta = \frac{\Phi_1}{\alpha_1 \tau l_п}\,\frac{1}{k_{нс}} = \frac{B_{\delta_1}}{K_{нс}}$$

и

$$U_\delta = 0{,}8\delta' B_\delta .$$

Если коэффициент магнитной цепи активной зоны

$$k_{s1} = \frac{U_{\delta z}}{U_\delta} = 1 + \frac{U_{з.\,с} + U_{з.\,р}}{U_\delta} \geqslant 1{,}5,$$

то необходимо учесть насыщение зубцовой зоны. Для этой цели вводится понятие эквивалентного воздушного зазора $\delta'_{экв} = k_{s1}\delta'$, пользуясь которым определяют коэффициенты k_1 и $k_{нс}$, а также поток $\Phi_{2\tau}$ и э. д. с. $E \equiv k_1\Phi_{2\tau} = \Phi_1$.

Здесь $U_{з.\,с}$ и $U_{з.\,р}$ — падение магнитного потенциала в зубцах статора и ротора.

При расчете магнитной цепи вне активного слоя одноименнополюсного генератора исходят из полных потоков:

для ярма ротора

$$\Phi_{я.\,р} = \frac{\Phi_1}{k_1} p = \Phi_{2\tau} p;$$

для ярма статора с учетом потока рассеяния

$$\Phi_{я.\,с} = \Phi_{я.\,р} + \Phi_\sigma,$$

где поток рассеяния при холостом ходе

$$\Phi_\sigma = 2\Lambda_\sigma (U_{\delta z} + U_{я.\,р}) \approx 0{,}05\Phi_{2\tau}.$$

Здесь $U_{\delta z}$ и $U_{я.р}$ — падения магнитного потенциала в активном слое и ярме ротора.

При нагрузке под влиянием н. с. якоря поле в воздушном зазоре отличается от поля при холостом ходе: к основному потоку добавляется поток дифференциального рассеяния $\Delta\Phi$, который представляет разность полных потоков, созданных н. с. возбуждения и н. с якоря при одинаковом значении первых гармоник потока.

Дифференциальным потоком синхронных машин в расчетах магнитной цепи при нагрузке обычно пренебрегают, но в индукторных машинах $\Delta\Phi \approx (0{,}05 \div 0{,}15)\Phi_{2\tau}$ и его необходимо учитывать при расчете.

Дифференциальный поток приближенно может быть определен по уравнению

$$\Delta\Phi = F_{я\, d_н} \Delta\xi,$$

где $\Lambda = (\Phi_{2\tau}/F_0) = \Phi_1/k_1 F_0$ — проводимость магнитной цепи при холостом ходе;

$F_{я\, d_н} = 0{,}45m\,(w_э I_{d_н}/p)\,k_{1d}$ — продольная реакция якоря и $\xi = 1 - 1{,}57\,(k_1/k_{1d})$.

Учитывая насыщение, проводимость Λ определяют при э. д. с., несколько большей E, т. е. принимают

$$\Lambda = \frac{\Phi_{2\tau}}{10\,(F_0' - F_0)},$$

где F_0 и F_0' — определяют из кривой холостого хода соответственно для E_0 и $1{,}1E_0$.

Учитывая изложенное, максимальное расчетное значение индукции в воздушном зазоре при нагрузке можно представить в виде

$$B_\delta' = B_\delta + \Delta B,$$

где

$$\Delta B = B_{2\tau}\frac{F_{я\,d_н}\xi}{10\,(F_0' - F_0)} \quad \text{и} \quad B_{2\tau} = \frac{\Phi_{2\tau}}{2\tau l}.$$

Расчетные значения потоков при нагрузке для магнитной цепи вне активной зоны соответственно равны

$$\Phi_{я.\,р_н} = \Phi_{я.\,р} + p\Delta\Phi,$$

$$\Phi_{я.\,с_н} = \Phi_{я.\,р_н} + \Phi_{\sigma н},$$

$$\Phi_{\sigma н} = 2\Lambda_\sigma\,(U_{\delta\,z_н} + U_{я.\,р_н} + F_{я\,d_н}).$$

Параметры индукторных генераторов

Ввиду того что индуктивные сопротивления индукторных генераторов значительно выше, чем у синхронных машин обычного типа, падение напряжения в них значительно больше. Сопоставим их для индукторных и синхронных машин в относительных единицах.

Индуктивное сопротивление рассеяния

$$\overset{*}{x}_{s\,и} \approx 2{,}83\,\frac{\sum\lambda}{k_{нс}mqk_{0и}\alpha_1}\,\frac{A}{B_\delta}$$

— для индукторных машин,

$$\overset{*}{x}_s \approx 2{,}83k_ф\,\frac{\sum\lambda}{mqk_0\alpha_i}\,\frac{A}{B_\delta}$$

— для синхронных машин. Их отношение

$$\frac{\overset{*}{x}_{s\,и}}{\overset{*}{x}_s} = \frac{1}{k_{нс}k_ф}\,\frac{k_0}{k_{0и}} \approx (2{,}0 \div 2{,}2)\,\frac{k_0}{k_{0и}},$$

так как $k_{нс} \approx 0{,}5 \div 0{,}4$ и $k_ф \approx 1{,}0 \div 1{,}07$.

Здесь q — число пазов на полюс и фазу; $\Sigma\lambda$ — полная проводимость рассеяния, определяемая обычным образом.

Индуктивные сопротивления реакции якоря в продольной и поперечной оси

$$\overset{*}{x}_{\text{я}\,d_{\text{и}}}=0{,}45k_{1d}k_{0\text{и}}k_x\frac{A\tau}{U_{\delta z}}k_{\text{р. п}}\frac{3+k_\delta}{4}$$

— для индукторных машин,

$$\overset{*}{x}_{\text{я}\,d}=0{,}45k_dk_0\frac{A\tau}{U_{\delta z}}$$

— для синхронных машин. Их отношение

$$\frac{\overset{*}{x}_{\text{я}\,d_{\text{и}}}}{\overset{*}{x}_{\text{я}\,d}}\approx\frac{k_{1d}}{k_d}k_x\frac{k_{0\text{и}}}{k_0}\approx(0{,}85\div1{,}5)\frac{k_{0\text{и}}}{k_0},$$

так как

$$k_{1d}=0{,}9\div1{,}4,\ k_d=0{,}8\div0{,}9,\ k_x\approx0{,}85\ \text{и}\ k_{\text{р. п}}\frac{3+k_\delta}{4}\approx1,$$

Аналогично

$$\overset{*}{x}_{\text{я}\,q_{\text{и}}}=0{,}45k_{1d}k_{1q}k_{0\text{и}}k_{\text{р. п}}\frac{3+k_\delta}{4'}\frac{A\tau}{U_{\delta z}}$$

— для индукторных машин,

$$\overset{*}{x}_{\text{я}\,q}=0{,}45k_dk_qk_0\frac{A\tau}{U_{\delta z}}$$

— для синхронных машин.

Их отношение

$$\frac{\overset{*}{x}_{\text{я}\,q_{\text{и}}}}{\overset{*}{x}_{\text{я}\,q}}\approx\frac{k_{1d}k_{1q}}{k_dk_q}\frac{k_{0\text{и}}}{k_0}\approx2{,}0\div2{,}4$$

при $m=1$ и $2{,}25\div2{,}7$ при $m=3$, так как

$$k_{1q}=0{,}77\div0{,}95,\quad k_q=0{,}3\div0{,}7,$$

$$\frac{k_{0\text{и}}}{k_0}=0{,}9\div0{,}8\quad\text{и}\quad k_{\text{р. п}}\frac{3+k_\delta}{4}\approx1.$$

Здесь $k_{\text{р. п}}=f(b_{\text{ш}}/\tau)$ — коэффициент раскрытия паза;
k_δ — коэффициент воздушного зазора.

Переходное индуктивное сопротивление

Из схемы замещения переходного режима в продольной оси следует, что

$$\overset{*}{x}{}'_{d\,\text{и}}=\overset{*}{x}_{s\,\text{и}}+\overset{*}{x}{}'_{\text{я}\,d_{\text{и}}}=\overset{*}{x}_{s\,\text{и}}+\xi\overset{*}{x}_{\text{я}\,d_{\text{и}}}$$

где

$$\xi = 1 - 1{,}57 \frac{k_1}{k_{1d}}.$$

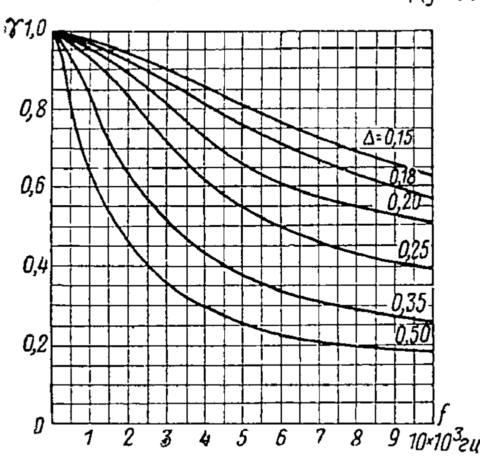
Для поперечной оси

$$\overset{*}{x}'_{\text{я}\,q_{\text{и}}} = \overset{*}{x}_{\text{я}\,q_{\text{и}}}$$

и

$$\overset{*}{x}'_{q\,\text{и}} = \overset{*}{x}_{q\,\text{и}} = \overset{*}{x}_{s\,\text{и}} + \overset{*}{x}_{\text{я}\,q_{\text{и}}}.$$

Обычные соотношения между сопротивлениями



Фиг. 5.14. Коэффициент использования листа с учетом вытеснения потока $\gamma = \varphi(\Delta;\, f)$.

$$\overset{*}{x}'_{\text{я}\,d_{\text{и}}} / \overset{*}{x}_{\text{я}\,d_{\text{и}}} = 0{,}3 \div 0{,}7$$

— для индукторных машин;

$$\overset{*}{x}'_{\text{я}\,d} / \overset{*}{x}_{\text{я}\,d} = 0{,}1 \div 0{,}3$$

— для синхронных машин.

Индуктивное сопротивление обратной последовательности

$$\overset{*}{x}_{2\text{и}} = 0{,}5\,(\overset{*}{x}'_{\text{я}\,d_{\text{и}}} + \overset{*}{x}'_{\text{я}\,q_{\text{и}}}) > \overset{*}{x}_2,$$

так как

$$\overset{*}{x}'_{\text{я}\,d_{\text{и}}} > \overset{*}{x}'_{\text{я}\,d} \quad \text{и} \quad \overset{*}{x}'_{\text{я}\,q_{\text{и}}} > \overset{*}{x}_{\text{я}\,q}.$$

Синхронное индуктивное сопротивление

$$\overset{*}{x}_{d\,\text{и}} = \overset{*}{x}'_{s\text{и}} + x_{\text{я}\,d_{\text{и}}}.$$

При $m = 1$ $\overset{*}{x}'_{s\,\text{и}} = \overset{*}{x}_{s\,\text{и}} + \overset{*}{x}_{2\text{и}}$.

Для снижения индуктивных сопротивлений индукторных генераторов их выполняют с малой линейной нагрузкой и большой индукцией в воздухе, а для уменьшения падения напряжения часто применяют емкостную компенсацию, включая в цепь якоря конденсатор.

Вытеснение потока в листовой стали

В гл. I было отмечено, что при $f\Delta^2 > 80$ учитывают явление вытеснения потока в листовой стали. При расчете магнитной цепи (определении напряженности поля) необходимо исходить из максимального значения индукции в стали с учетом явления вытеснения. Так как вытеснение вызывается только переменной составляющей

индукции, то выражение для максимального значения индукции в зубцах с учетом вытеснения и принимая во внимание лишь первую гармонику потока, будет

$$B'_{з.\,с}=\frac{t_1}{b_{з.с}k_{з.с}}\left(B_0+\frac{B_1}{\gamma}\right)=\frac{t_1B_0}{b_{з.с}k_{з.с}}\left(1+\frac{B_1}{\gamma B_0}\right),$$

где

$$B_0=\frac{\Phi_1}{2\tau l}\,\frac{1}{k_1}$$

— постоянная составляющая индукции в воздушном зазоре;

$$B_1=\frac{\pi}{2}\,\frac{\Phi_1}{\tau l}$$

— амплитуда переменной составляющей индукции в воздушном зазоре;

$\gamma=\varphi(\Delta;\ f)$ — коэффициент использования листа по фиг. 5. 14.

Таким образом, явление вытеснения приводит к повышению падения магнитного потенциала в магнитной цепи и увеличению н. с. возбуждения.

Выбор основных размеров

Если размер диаметра не ограничивается окружной скоростью или условиями установки, то его можно определить по основному расчетному уравнению

$$D=\sqrt[3]{\frac{S_э}{n\lambda\sigma_н}}\ см,$$

где $S_э=S_н(E/U)$ — электромагнитная мощность генератора;

$\lambda=l/D$ — конструктивный коэффициент;

$\sigma_н=1{,}65\,k_0\,k_{нс}\,\alpha_1\,AB_\delta\,10^{-9}$ — коэффициент использования машины или удельное тяговое усилие;

$k_{нс}=f(\alpha_1;\ \delta'/\tau)$ — степень использования индукторного генератора по фиг. 5. 8.

Для машин разноименнополюсных, у которых не вся поверхность якоря заполняется обмоткой якоря, необходимо $\sigma_н$ умножить на коэффициент заполнения поверхности якоря обмоткой.

Сравним степень использования индукторных генераторов одно- и трехфазного тока с подобными синхронными машинами классического типа. Объем якоря синхронной машины будет равен

$$D^2l=\frac{S_э}{n\lambda\sigma}.$$

Для отношения объема якоря индукторного генератора $(D^2l)_и$ к объему якоря подобной синхронной машины (D^2l) справедливо

$$\frac{(D^2l)_и}{(D^2l)}=\frac{E'_и}{E'}\,\frac{k_0k_ф k_m}{k_{0и}k_{нс}},$$

где

$$\frac{E'_и}{E'}=\frac{E_и}{E}=\sqrt{\frac{(\cos\varphi+\overset{*}{R})^2+(\sin\varphi+\overset{*}{x}{}'_{sи})^2}{(\cos\varphi+\overset{*}{R})^2+(\sin\varphi+\overset{*}{x}{}'_s)^2}}$$ — относительное значение э. д. с. индукторного и синхронного генераторов;

$k_{0и}$ и k_0 — коэффициенты обмоток;

k_m — коэффициент, характеризующий степень использования синхронной машины при изменении числа фаз ($k_m=1$ при $m=3$ и $k_m\approx 0{,}71$ при $m=1$).

Обычно $E'_и>E'$, так как $\overset{*}{x}{}'_{sи}>\overset{*}{x}{}'_s$. Следовательно, при одинаковой мощности генераторов расчетная электромагнитная мощность индукторного генератора выше, чем синхронного в отношении $E'_и/E'=E_и/E\approx 1{,}1-1{,}2$.

В одно- и трехфазных одноименнополюсных индукторных генераторах с классической активной зоной $k_{0и}=1$. В синхронных генераторах трехфазного тока с сокращенным шагом обмотки $k_0=k_р\times\times k_у\approx 0{,}91$, а в однофазных с диаметральным шагом обмотки $k_0==k_р\approx 0{,}8$.

Учитывая значение k_m и $k_{нс}=0{,}4\div 0{,}5$, можно получить

$$\frac{(D^2l)_и}{(D^2l)}\approx 2{,}2\div 2{,}7 \text{ при } m=3$$

и

$$\frac{(D^2l)_и}{D^2l}\approx 1{,}3\div 1{,}7 \text{ при } m=1.$$

Следовательно, *индукторные генераторы рационально применять в однофазном исполнении.* При увеличении частоты (при неизменной скорости вращения) возрастает число полюсов и снижается величина полюсного деления; последнее приводит к тому, что у синхронных генераторов снижается полезный объем междуполюсного пространства для расположения обмотки возбуждения. Поэтому при числе полюсов более $8\div 10$ или при полюсных делениях порядка $30\div 35$ *мм* приходится увеличивать размеры машины, учитывая уменьшение коэффициента заполнения междуполюсного простран-

ства медью. В этом случае размеры индукторного генератора однофазного тока при мощности ниже 10 *ква* могут оказаться ниже синхронного, так как уменьшение полюсного деления почти не снижает степени его использования.

При выборе линейной нагрузки можно исходить из следующих предварительных данных:

$S_{ном}$, *ква*	0,1÷1,0	1÷2	2÷3	3÷6	6÷10	10÷20	20÷50
A, *а/см*	80÷150	120÷180	160÷220	200÷250	240÷350	300÷400	380÷420

Потери и к. п. д.

К. п. д. индукторных генераторов выше, чем у аналогичных синхронных машин. Потери определяются по обычным формулам. Исключение составляют лишь потери в стали зубцов, где индукция изменяется только по величине, оставаясь неизменной по знаку, что отражается на величине потерь гистерезиса. В последнем случае удельные потери в стали приближенно определяются по уравнению

$$p_c \approx \sigma_в\left(\Delta\frac{f}{100}\right)^2 + \sigma_г\left[1 + a\left(\frac{B_{0з}}{10^4}\right)^2\right]\frac{f}{100} \ вт/кг.$$

Полные потери в стали

$$P_c = p_c\left(\frac{B_{1з}}{10^4}\right)^2 G_{з1}k_\Delta \ вт.$$

Здесь $a \approx 0{,}5$ — постоянная материала (из опыта);

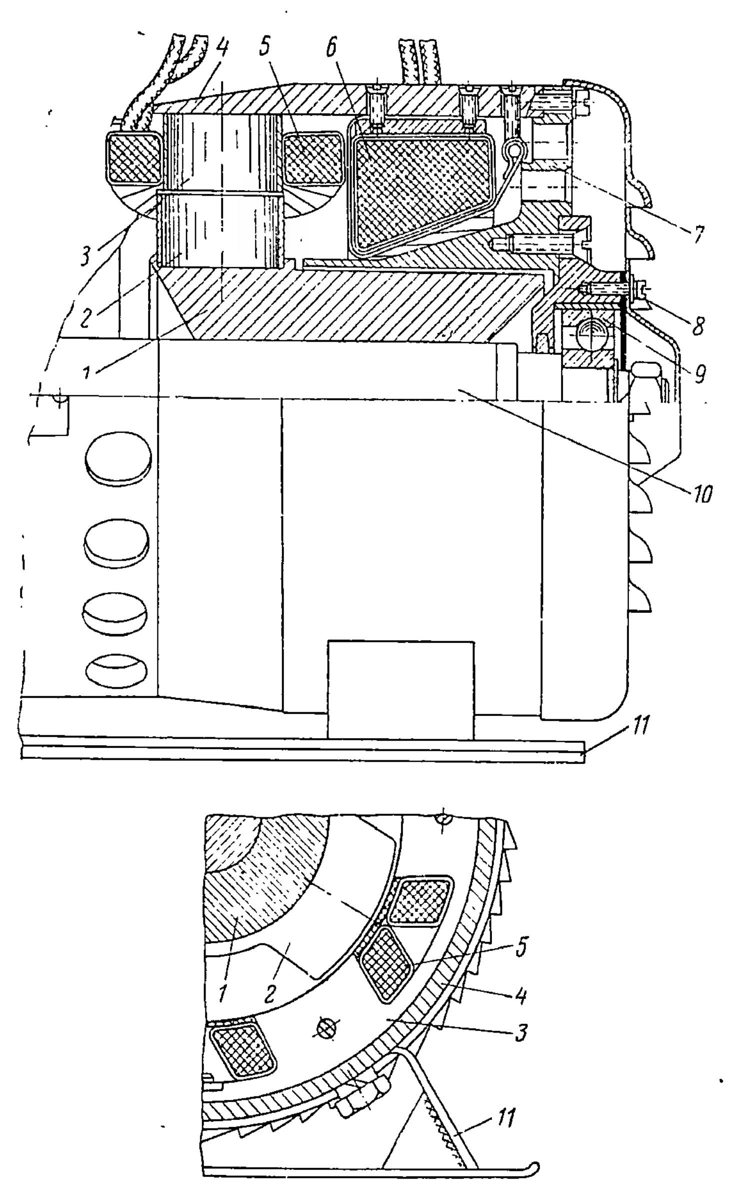
$k_\Delta = f(\Delta)$ — технологический коэффициент;

$\sigma_в = 6{,}4$ и 4,8; $\sigma_г = 3{,}8$ и 2,8, для стали Э3 и Э4;

$B_{0з} = \frac{\Phi_1}{k_1 2\tau l}\frac{t_1}{b_{з1}k_{з.с}}$ — постоянная составляющая индукции в зубцах;

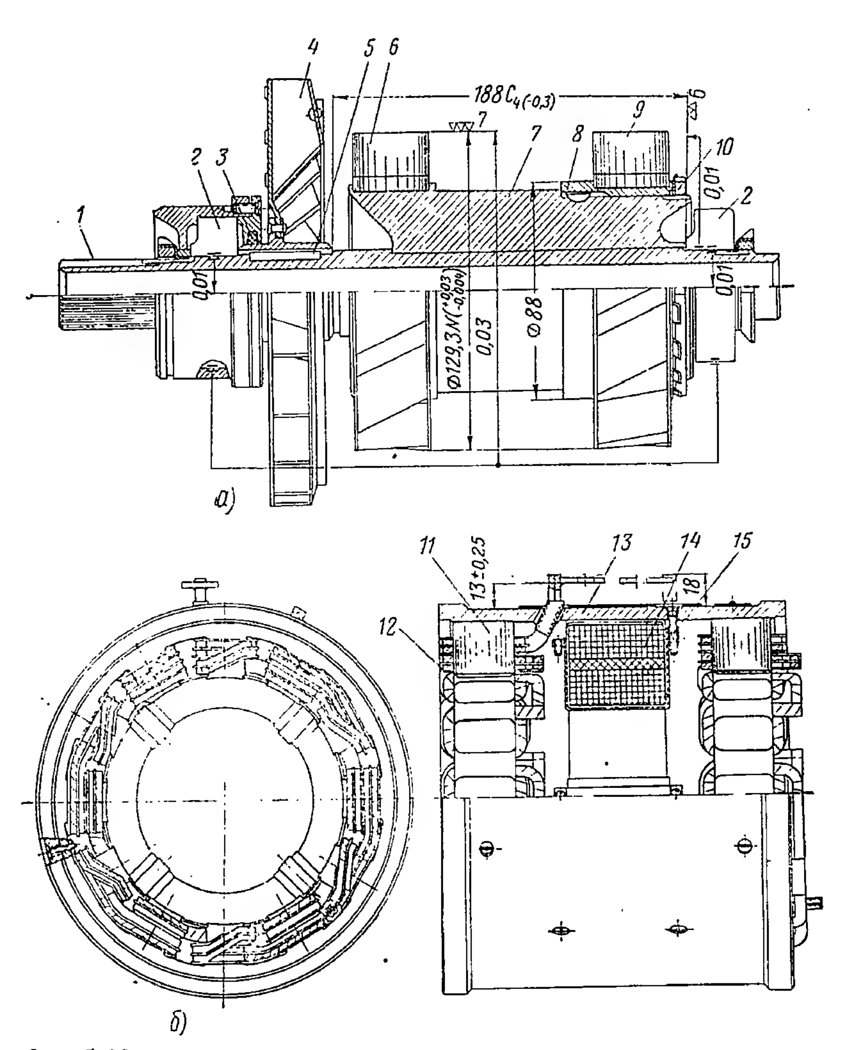
$B_{1з} = \frac{\Phi_1}{\tau l}\frac{\pi}{2}\frac{t_1}{b_{з1}k_{з.с}}$ — амплитуда переменной составляющей индукции в зубцах.

В заключение на фиг. 5.15, 5.16 и 5.17 показана конструкция одно- и двухпакетных одноименнополюсных авиационных индукторных генераторов различной мощности.



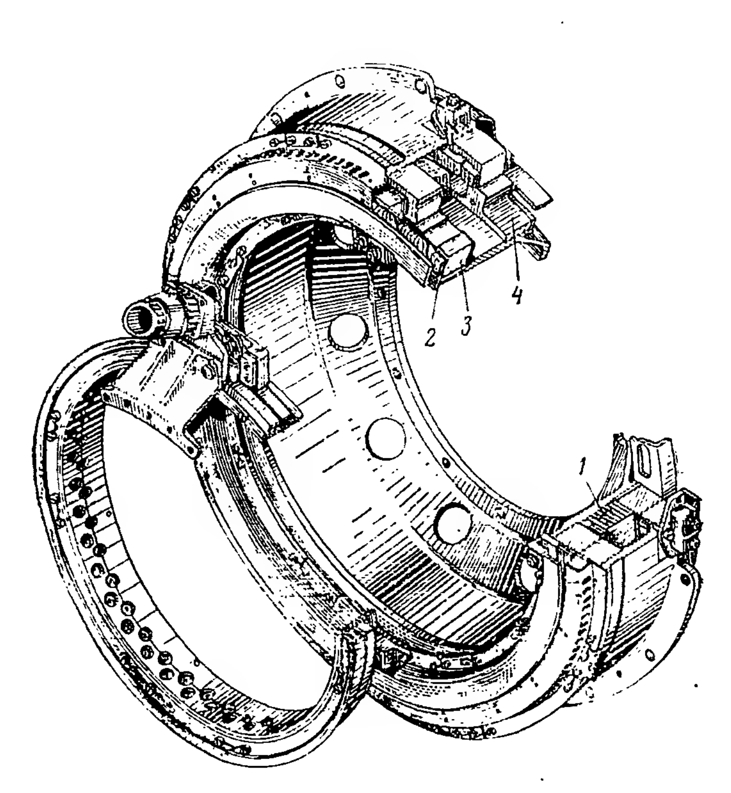
Фиг. 5.15. Конструкция авиационного однопакетного одноименнополюсного однофазного индукторного генератора мощностью 2500 *ва*, 400 *гц* при 8000 об/мин.

1—втулка, *2*—сердечник ротора и зубцы, *3*—сердечник якоря и зубцы, *4*—корпус, *5*—обмотка якоря, *6*—обмотка возбуждения, *7*—фланец, *8*—колпак, *9*—подшипник, *10*—вал, *11*—лапки.



Фиг. 5.16. Конструкция авиационного двухпакетного одноименнополюсного индукторного генератора однофазного тока 30 *ква*, 1200 *гц* при 12 000 об/мин, *а*—ротор; *б*—статор.

1—вал, *2*—подшипник, *3*—уплотнение, *4*—вентилятор, *5*—шпонка, *6*—шихтованный пакет ротора, *7*—втулка ротора из армко, *8*—шпонка, *9*—съемный пакет ротора, *10*—гайка, *11*—шихтованный пакет статора, *12*—обмотка якоря, *13*—корпус статора из армко, *14*—расслоенная обмотка возбуждения, *15*—крепление обмотки возбуждения к корпусу.



Фиг. 5. 17. Конструкция авиационного одноименнополюсного двухпакетного однофазного индукторного генератора специального исполнения.

1—обмотка возбуждения, *2*—обмотка якоря, *3*—сердечник якоря, *4*—сердечник индуктора (полюса).

Значительный вклад в развитие теории рабочего процесса и методов расчета внесен советскими учеными А. Е. Алексеевым, Н. Я. Альпером, В. П. Вологдиным, Р. П. Жежериным, М. М. Красношапка, М. А. Спицыным и др.

Глава VI

АВИАЦИОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АВИАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В советской авиации нашли применение три основные серии генераторов постоянного тока: серия ДСФ мощностью 0,3÷1,0 *квт*, напряжением 12÷24 *в*; серия ГС с самоохлаждением мощностью 0,35÷1,0 *квт*, напряжением 27,5 *в*; быстроходная серия ГСР с принудительным охлаждением мощностью 1,5÷18 *квт*, напряжением 28,5 *в*.

В табл. 6.1 приведены основные технические данные указанных серий авиационных генераторов постоянного тока мощностью 0,3÷18 *квт*, а на фиг. 6.1, 6.2 и 6.3 показано их конструктивное исполнение.

Анализ данных свидетельствует о высоком техническом уровне серий авиационных генераторов постоянного тока типа ГСР; которая характеризуется надежностью конструкции; высотностью в 15 *км* и более; быстроходностью (n=3800÷9000 об/мин); высокой степенью использования (3,7÷2,0 *кг/квт*); высокими электромагнитными нагрузками: A=300÷450 *а/см* при $P_{ном}$=3÷30 *квт*. Индукция в воздухе B_δ=6000÷7000 *гс*, плотность тока в обмотке якоря j=15÷20 *а/мм*^{2}; в обмотке дополнительных полюсов и компенсационной обмотке $j_{д.п}\approx j_{к.о}$=10÷12 *а/мм*^{2}, в обмотке возбуждения $j_в$=6÷8 *а/мм*^{2} и в щеточном контакте $j_щ$=20÷30 *а/см*^{2} при $P_{ном}$=3÷30 *квт*.

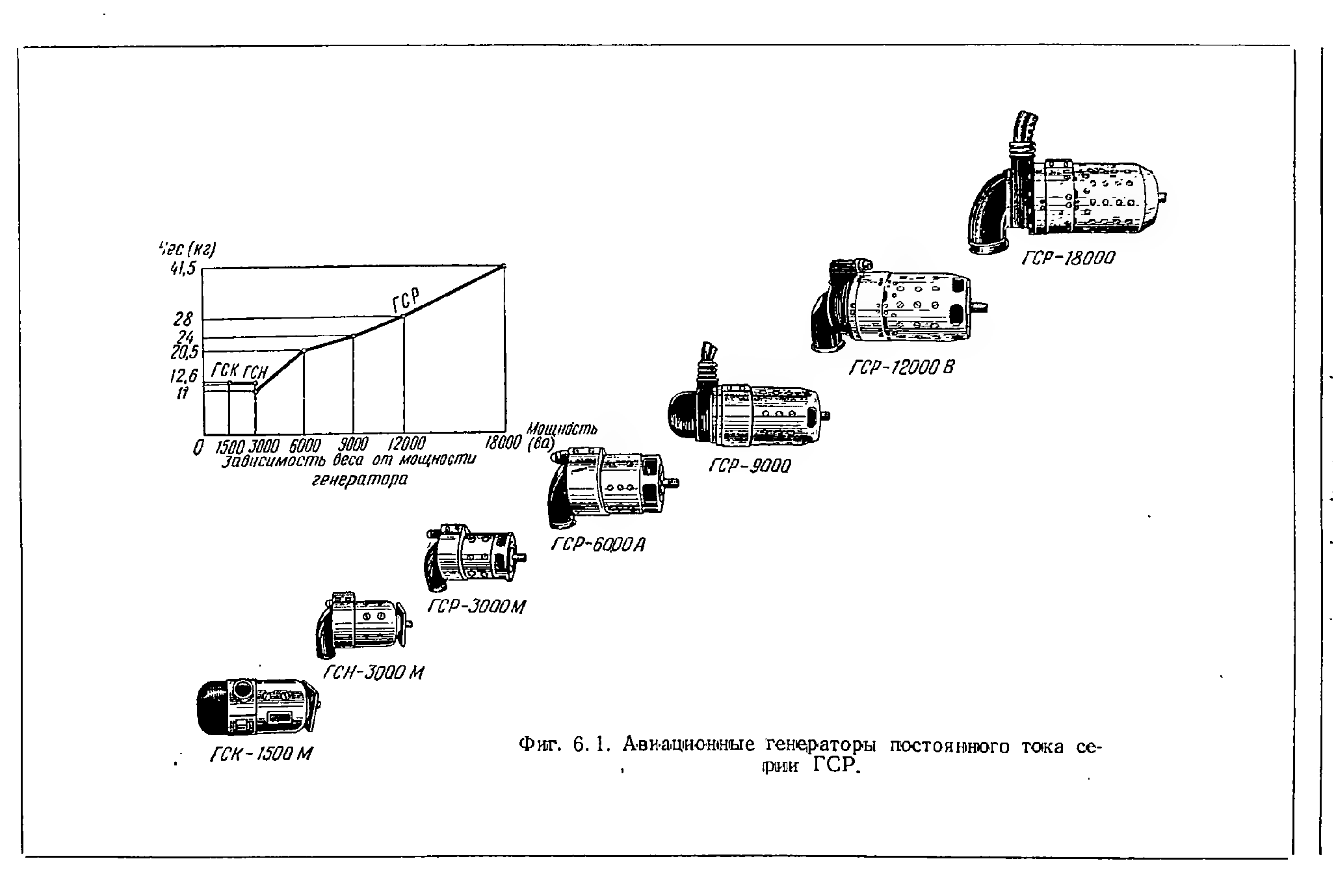
В настоящее время в авиации используется однопроводная система электроснабжения постоянного тока напряжением 28,5 *в* с заземленным отрицательным проводом.

Применение постоянного тока повышенного напряжения (120 и 220 *в*) приводит к снижению надежности электроснабжения.

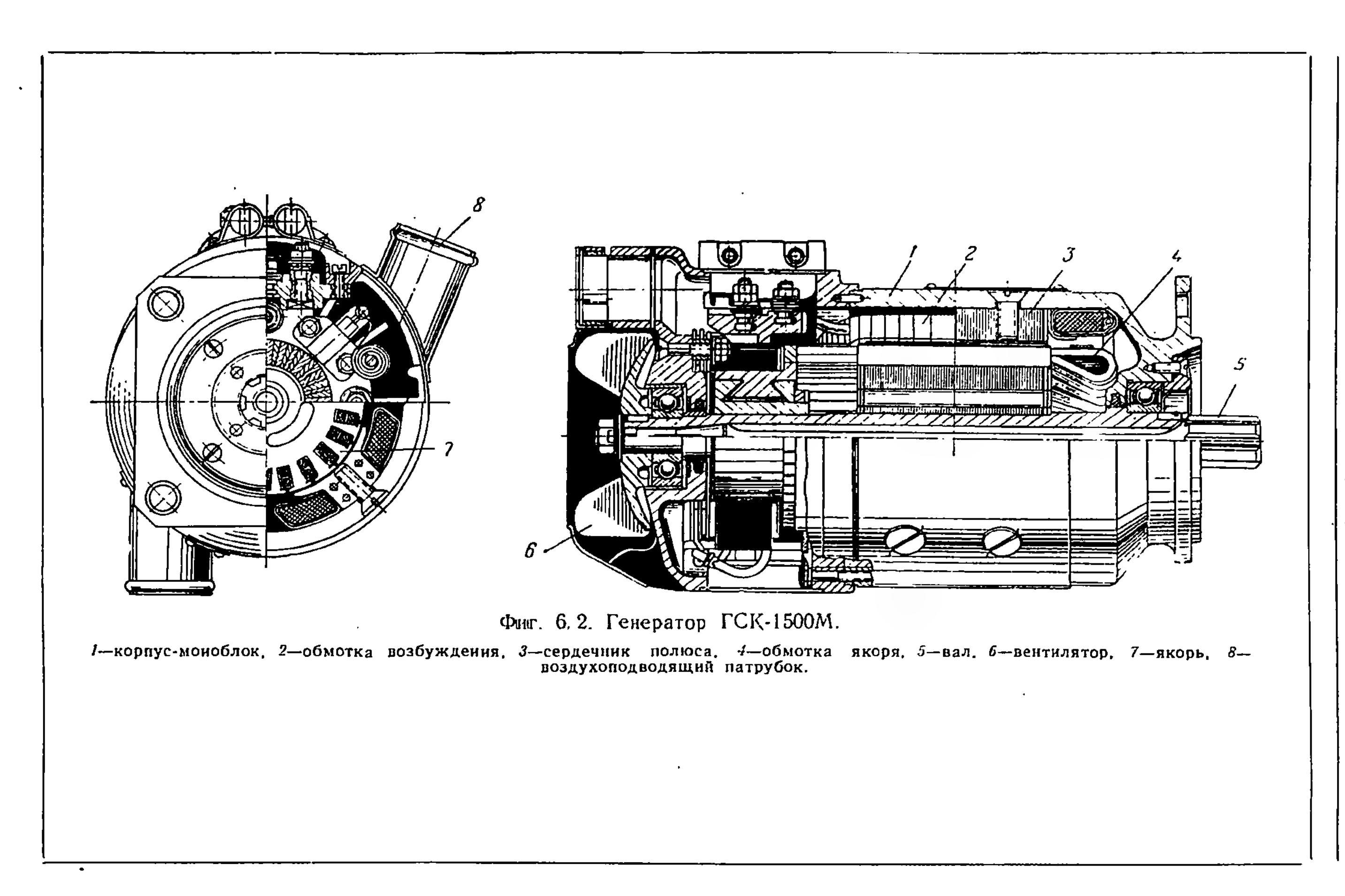
Таблица 6.1

Основные технические данные авиационных генераторов постоянного тока

Тип генератора	Номинальные данные				Вес G кг	Относительный вес $G/P_н$ кг/квт	Высотность H км	Расход и давление воздуха $дм^3/сек$ и мм вод. ст.	Габариты		Число полюсов		Тип щетки
	Мощность $P_{ном}$ квт	Напряжение U в	Ток I а	Скорость n об/мин					Диаметр D мм	Длина l мм	Основных $2p$	Дополнительных	
ДОС	0,3	12	25,0	3,0—3,5	14,5	48,5	5,0	Внешний самообдув					
ДСФ-500	0,5	24	20,8	2,2—4,5	13,7	27,4	5,0						
ДСФ-650	0,65	24	27,1	2,2—6,5			5,0						
ДСФ-1000	1,0	24	41,7	4,0—6,0	13,0	13,0	8,0						
ГС-350	0,35	27,5	12,7	3,8—5,4	7,6	21,5	12	Внешний самообдув	128	305,5	4	—	ЭГ-8
ГС-650	0,65	27,5	23,6	3,8—5,4	12,0	18,5	12		128	305,5	4	—	ЭГ-8
ГС-1000	1,0	27,5	37,0	3,8—5,4	14,4	14,4	12		128	305,5	4	—	ЭГ-8
ГСК-1500	1,5	27,5	54	3,8—5,9	11,7	7,8	15	Продув 30/	130	265	4	—	ЭГ-8
ГСР-3000	3,0	28,5	100	4,0—9,0	11,0	3,67	15	40/			4	4	МГС-7
ГСР-6000	6,0	28,5	200	4,0—9,0	18,5	3,08	15	70/260	140	315	4	4	МГС-7
ГСР-9000	9,0	28,5	300	4,0—9,0	24,0	2,67	15	95/260	166	386	6	3	МГС-7
ГСР-12000	12,0	28,5	400	4,0—9,0	28,0	2,34	15				8	4	МГС-7
ГСР-18000	18,0	28,5	600	3,8—9,0	41,5	2,23	15	235/400	198	480	8	4	МГС-9

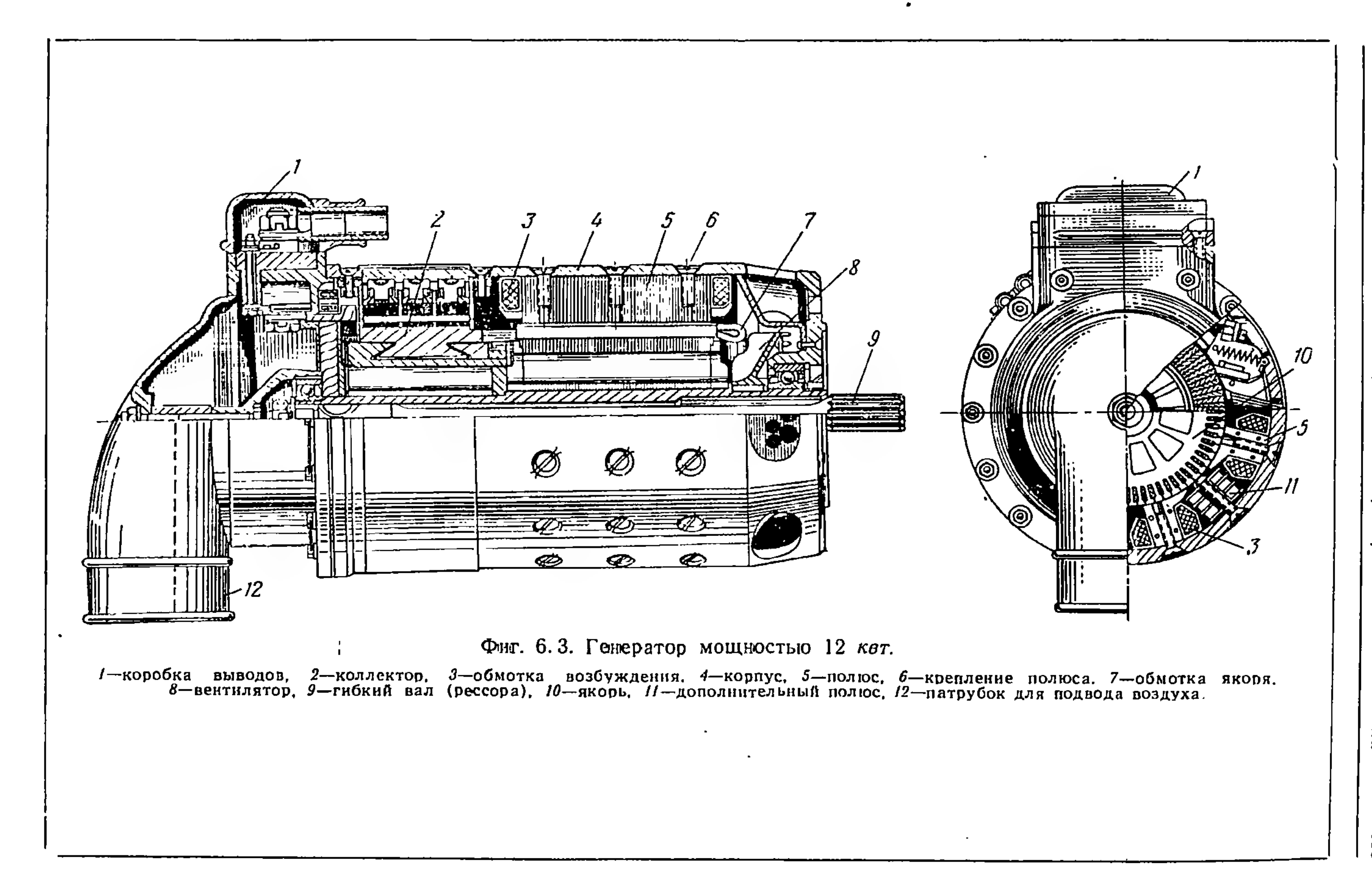


Фиг. 6.1. Авиационные генераторы постоянного тока серии ГСР.



Фиг. 6.2. Генератор ГСК-1500М.

1—корпус-моноблок, 2—обмотка возбуждения, 3—сердечник полюса, 4—обмотка якоря, 5—вал, 6—вентилятор, 7—якорь, 8—воздухоподводящий патрубок.



Фиг. 6.3. Генератор мощностью 12 *квт.*

1—коробка выводов, *2*—коллектор, *3*—обмотка возбуждения, *4*—корпус, *5*—полюс, *6*—крепление полюса, *7*—обмотка якоря, *8*—вентилятор, *9*—гибкий вал (рессора), *10*—якорь, *11*—дополнительный полюс, *12*—патрубок для подвода воздуха.

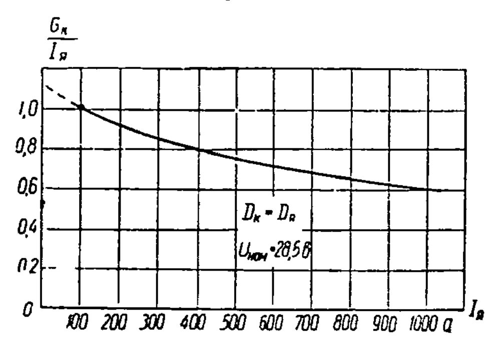
Размеры генераторов постоянного тока

Влияние величины номинального напряжения на размеры авиационного генератора. Как известно, при увеличении напряжения объем и вес якоря возрастают, а объем и вес коллектора снижаются. В самом деле, объем якоря может быть выражен уравнением

$$D^2 l = \frac{6{,}1 P_э 10^8}{n A B_{\delta\,ср}}\ см^3, \qquad (6.1)$$

где D и l — диаметр и длина якоря в *см*;
$P_э$ — электромагнитная мощность в *квт*;
A — линейная нагрузка в *а/см*;
$B_{\delta\,ср} = \alpha B_\delta$ — средняя индукция в воздушном зазоре в *гс*.

И хотя величина номинального напряжения в него не входит, однако с увеличением последнего снижается ток, пропорционально напряжению возрастает полное число проводников обмотки якоря, а также толщина изоляции пазов якоря. Это ведет к снижению коэффициента заполнения паза $k_{з.п}$.



Фиг. 6.4. Относительный вес коллектора авиационных генераторов в зависимости от тока якоря.

В результате при сохранении $B_{\delta\,ср} = \mathrm{const}$ величина линейной нагрузки A должна быть снижена, так как при неизменном значении плотности тока сечение меди обмотки якоря должно быть уменьшено при том же сечении пазов.

В итоге либо снижается мощность машины при неизменных размерах ($D^2 l = \mathrm{const}$), либо возрастают размеры якоря ($D^2 l = \mathrm{var}$) при неизменной электромагнитной нагрузке ($AB_{\delta\,ср} = \mathrm{const}$).

Таким образом, с увеличением номинального напряжения размеры якоря и его вес возрастают.

Размеры коллектора определяются в основном величиной номинального тока якоря. Следовательно, в первом приближении размеры коллектора и его вес обратно пропорциональны номинальному напряжению. В действительности на зависимость $G_к = f(U_н)$ влияют: диаметр коллектора, реактивное напряжение, разность потенциалов между соседними коллекторными пластинами и т. д.

При увеличении напряжения стремятся компенсировать увеличение веса якоря снижением веса коллектора, пока этому не препятствуют возрастание реактивной э. д. с. и конструктивные ограничения.

На фиг. 6.4 дана зависимость относительного веса коллектора от тока якоря, построенная по данным выполненных авиационных машин,

$$\frac{G_к}{I_я} = f(I_я).$$

Относительный вес коллектора при токе якоря, равном 100 *а*, принят за единицу.

На фиг. 6.5 приведены зависимости полного веса авиационного генератора постоянного тока в функции момента вращения $P_э/n$ при $U_{ном}=30$ *в* (кривая *А*) и $U_{ном}=120$ *в* (кривая *Б*) и скорости при $U_{ном}=30$ *в*.

Кривые построены по эмпирическим формулам

$$G = 14\left(\frac{P_{ном}}{n}\right)^{0,67} \text{ кг}. \qquad (6.2)$$

— для генераторов с номинальным напряжением $U_{ном}=30$ *в* и

$$G = 15{,}2\left(\frac{P_{ном}}{n}\right)^{0,61} \text{ кг} \qquad (6.3)$$

— для генераторов с номинальным напряжением $U_{ном}=120$ *в*.

Анализ приведенных кривых показывает, что генераторы малой мощности ($P_{ном}/n<2$) напряжением 30 *в* легче генераторов напряжением 120 *в*; генераторы средней мощности ($P_{ном}/n=2\div4$) имеют практически одинаковый вес при напряжениях 30 и 120 *в*; генераторы большой мощности ($P_{ном}/n>4$) напряжением 30 *в* тяжелее генераторов напряжением 120 *в*.

В авиации применяются генераторы постоянного тока мощностью до 30 *квт* при начальной скорости вращения 3800 об/мин. Это означает, что переход на напряжение 120 *в* привел бы к незначительному снижению веса генераторов мощностью 18 *квт* и более, сохранению веса генераторов 9 и 12 *квт* и повышению веса генераторов мощностью 6 *квт* и менее.

Очевидно, что вес авиационных двигателей постоянного тока, особенно малой мощности, значительно возрастает при переводе их на 60 или 120 *в*.

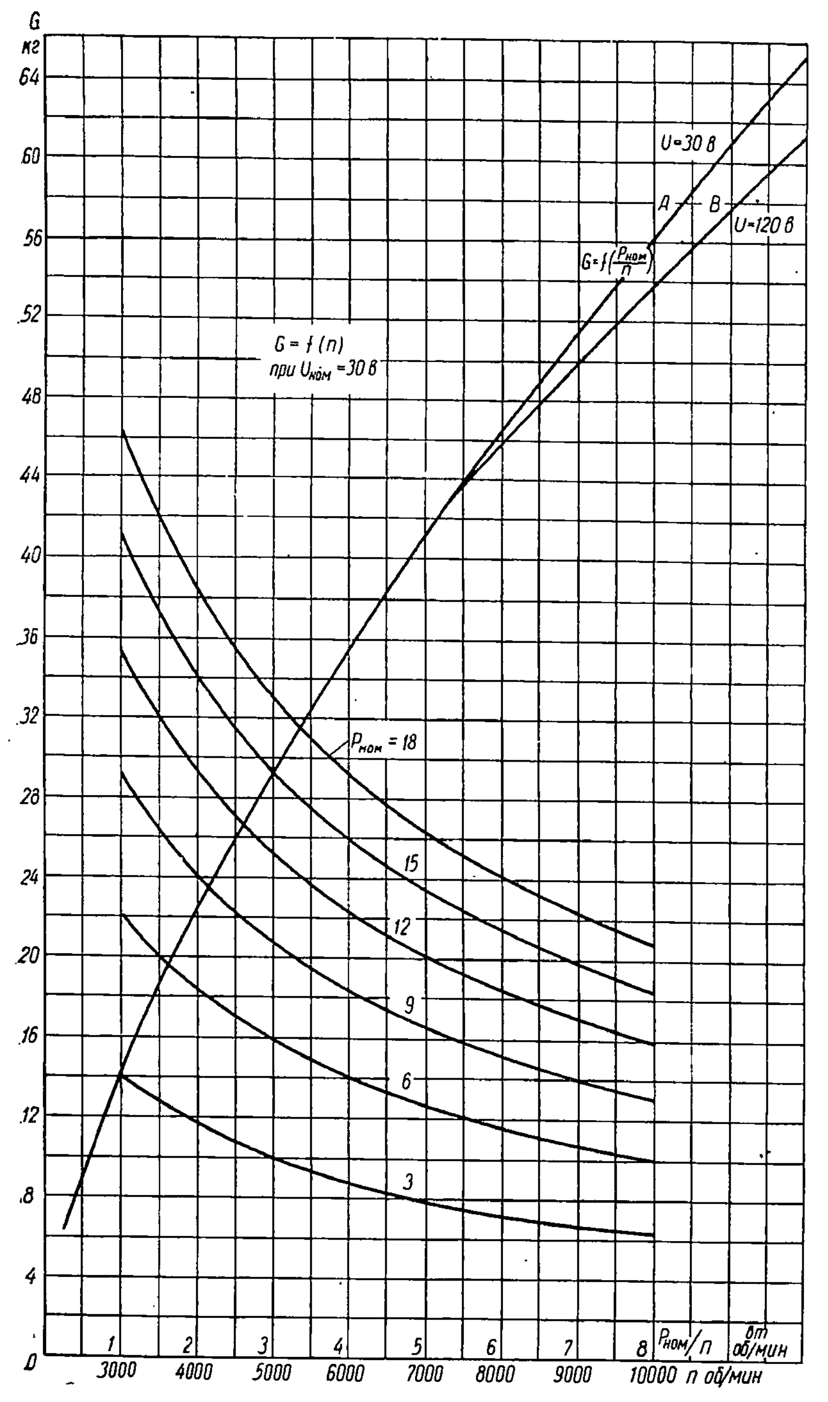
Учитывая изложенное, ниже рассматриваем только генераторы постоянного тока напряжением 24÷30 *в*.

Влияние начальной скорости вращения на размеры генератора. Объем и вес якоря при неизменной степени использования ($AB_{\delta\,ср}$) обратно пропорционален скорости вращения

$$\frac{V_{я1}}{V_{я2}} = \frac{n_2}{n_1}. \qquad (6.4)$$

В действительности степень использования машины, равная

$$\sigma = 1{,}65AB_{\delta\,ср}10^{-9}, \qquad (6.5)$$



Фиг. 6. 5. Полный вес авиационных генераторов в зависимости от скорости вращения и момента вращения.

может быть увеличена с ростом скорости вращения, так как возрастает теплоотдающая способность поверхности якоря.

Объем и вес коллектора практически не зависят от скорости вращения.

Если построить серию авиационных генераторов на начальную скорость вращения 4500 об/мин вместо 4000 об/мин, то можно ожидать снижения веса генераторов, учитывая (6. 2), в отношении

$$\frac{G_1}{G_2}=\left[\frac{\left(\frac{P_{\text{ном}}}{n}\right)_1}{\left(\frac{P_{\text{ном}}}{n}\right)_2}\right]^{0,67}=\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^{0,67}\approx 1,11,$$

т. е. примерно на 11%.

С точки зрения механической прочности якоря повышение скорости вращения до 10 000 об/мин не вызывает затруднений; при этом размеры коллектора из условий коммутации могут быть выполнены с сохранением имеющихся окружных скоростей, и в этом случае снижение веса генератора составит примерно 13%.

Таким образом, можно рекомендовать дальнейшее повышение начальной скорости авиационных генераторов до 4500÷5000 об/мин. Повышение начальной скорости генераторов до 8000 об/мин дает снижение веса примерно в 1,65 раз,

$$\frac{G_1}{G_2}=\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^{0,67}\approx 1,65,$$

а при условии сохранения ее постоянной (с помощью специальных устройств) позволяет резко снизить вес генератора или значительно повысить номинальную мощность; улучшить эксплуатационные характеристики, так как машина будет работать при постоянной скорости вращения; значительно снизить мощность возбуждения и размеры аппаратуры регулирования напряжения; повысить точность регулирования напряжения, так как снизится диапазон изменения тока возбуждения.

Поэтому в некоторых случаях можно рекомендовать для авиационных генераторов постоянного тока применение муфты постоянной скорости, обеспечивающей постоянство скорости вращения с точностью $\pm 5\%$.

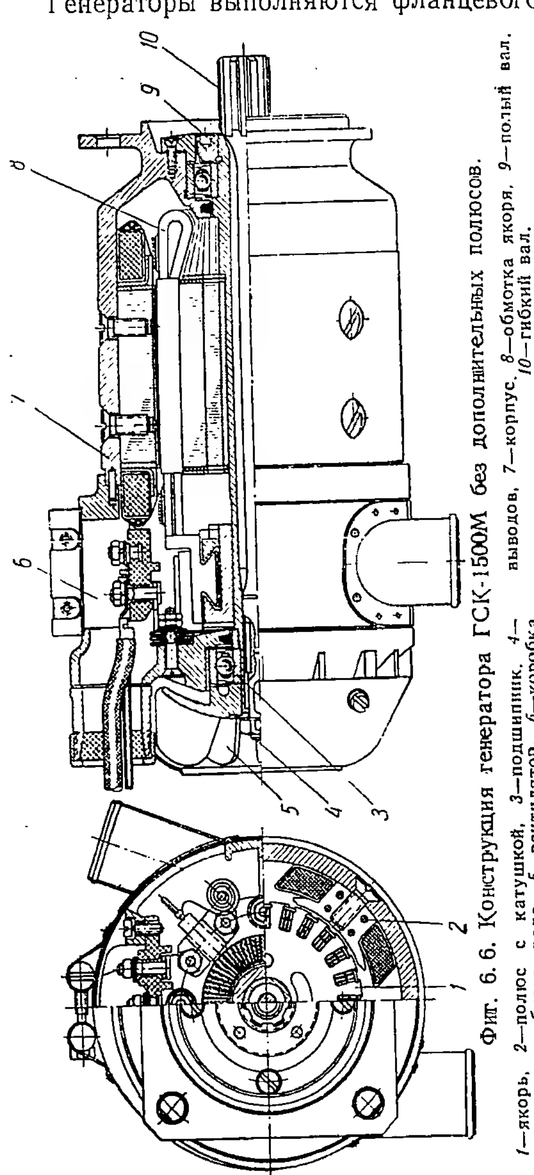
Элементы конструкции

Особенности конструкции авиационных генераторов по сравнению с наземными вызваны условиями монтажа и охлаждения, а также стремлением максимально уменьшить размеры и вес машин.

Ниже для примера приведено краткое описание конструкции авиационных генераторов для полетов на высотах и со скоростью, т. е. когда еще возможно применение воздушного охлаждения.

На фиг. 6. 6, 6. 7, 6. 8 и 6. 9 показана конструкция авиационных генераторов постоянного тока с использованием напора встречного потока воздуха.

Генераторы выполняются фланцевого типа, защищенного исполнения, с параллельным возбуждением без компенсации. Генераторы крепятся на авиадвигателе за фланец и приводятся во вращение от редуктора через гибкий шлицевой валик. Сальниковое уплотнение редуктора обеспечивает защиту генератора от проникновения в него масла. Генераторы ГСК-1500М не имеют дополнительных полюсов, генераторы ГСР-3000 (как и ГСР-6000) имеют полное число дополнительных полюсов, ГСР-9000 и ГСР-18000 (как и ГСР-12000) выполняются с половинным числом дополнительных полюсов. Компоновка конструкции ясна из фигур.



Фиг. 6. 6. Конструкция генератора ГСК-1500М без дополнительных полюсов.

1—якорь, *2*—полюс с катушкой, *3*—подшипник, *4*—крепление гибкого вала, *5*—вентилятор, *6*—коробка выводов, *7*—корпус, *8*—обмотка якоря, *9*—полый вал, *10*—гибкий вал.

Сердечник якоря. Пакет сердечника якоря машины постоянного тока набирается из штампованных, изолированных друг от друга листов электротехнической стали, расположенных перпендикулярно валу. Толщина листов, из которых выштамповывают диски, обычно равна $\Delta=0,5\div0,2$ *мм*. При частоте перемагничивания $f=50$ *гц* применяют сталь толщиной 0,5 *мм*; при $f>50$ *гц*, но меньше 1000 *гц*—$\Delta=0,35$ *мм* и при $f>1000$ *гц* целесообразно применять толщину стали порядка $0,2\div0,25$ *мм*.

Пазы в дисках якоря (для укладки обмотки) выполняют штампом с одного хода, чем обеспечивается их хорошее качество и высокая

производительность. Одиночные пазовые штампы применяют лишь для изготовления индивидуальных или опытных машин. Пазы якоря выполняют полуоткрытыми или открытыми, обычно с параллельными стенками. При полуоткрытых пазах обмотку якоря иногда укладывают в пазы сердечника с торца.

Сердечник якоря запрессовывают либо на вал (генераторы ГСК-1500), либо на полую втулку — пустотелый стальной вал. С торцев пакета прокладывают крайние изоляционные листы из стеклотекстолита, которые прижимаются к пакету якоря нажимными шайбами из алюминиевого сплава. Эти шайбы удерживают пакет, чтобы листы стали пакета не распадались.

Передача момента вращения в машинах общего применения осуществляется при помощи призматической шпонки. В авиационных машинах применяют посадку на накатанную поверхность без шпонки.

Крепление сердечника. Для крепления сердечника якоря в осевом направлении применяют:

а) концевые шайбы, насаживаемые прессовой посадкой;

б) упорные кольца, насаживаемые вгорячую на вал;

в) упорные разрезные пружинящие кольца, укладываемые в кольцевую выточку вала;

г) обмоткодержатели.

В авиационных машинах постоянного тока нашли применение алюминиевые нажимные шайбы.

В сердечнике якоря машин средней и большой мощностей предусматриваются аксиальные отверстия для прохода охлаждающего воздуха. Радиальные вентиляционные каналы не выполняются, так как длина пакета авиационных машин постоянного тока не превосходит 125 *мм*.

В сердечнике якоря часто делают скос пазов на одно или на половину пазового деления. Обычно выполняют левый скос пазов, т. е. пазами якоря образуют левую спираль, аналогичную левой резьбе.

Общая компоновка конструкции типового якоря современного авиационного генератора показана на фиг. 6. 10 и 6. 11.

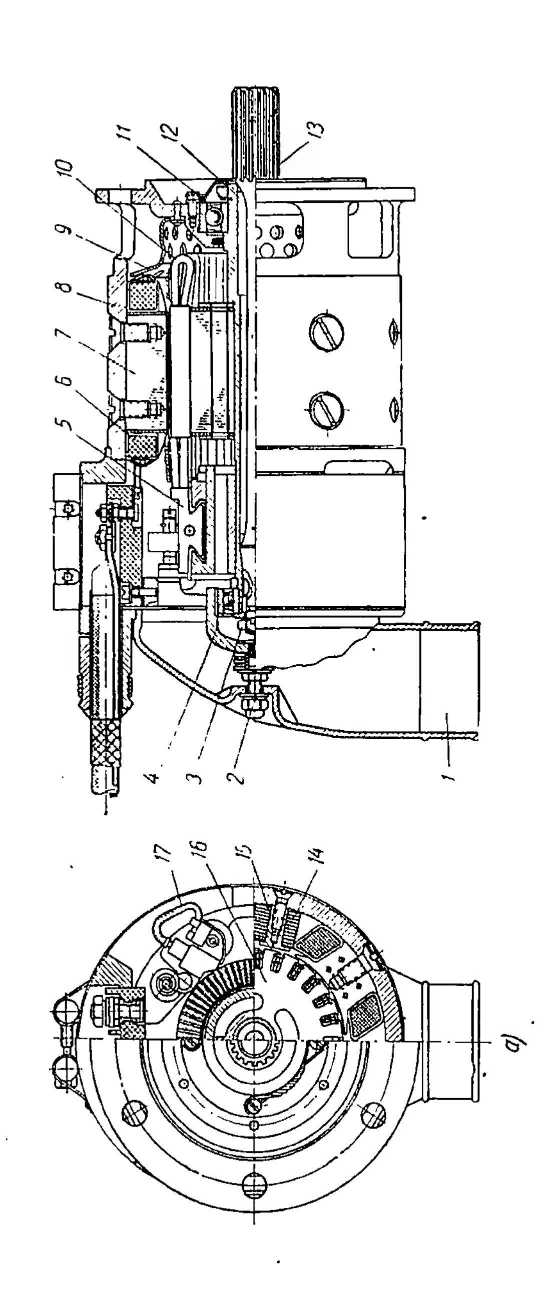
Обмотка якоря. Выбор типа обмотки якоря определяется мощностью, напряжением и скоростью вращения.

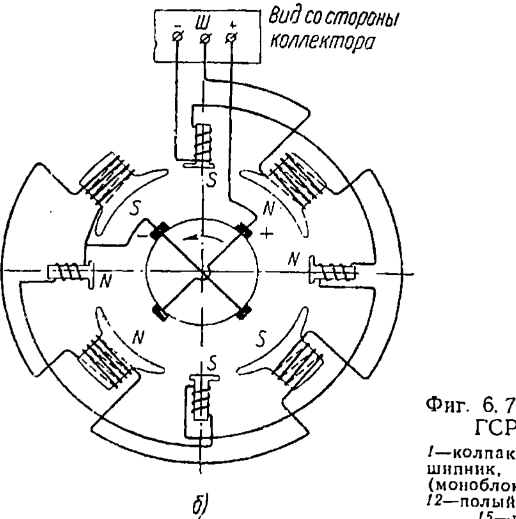
В целях лучшего использования активного слоя машины желательно, чтобы число параллельных ветвей было минимальным, а сечение провода — максимальным.

Однако при этом из условия коммутации и нагрева ток в ветви не должен превосходить 300 *а* в машинах общего применения и 100 *а* — в авиационных машинах.

Обмотка якоря авиационных генераторов мощностью до 6 *квт* выполняется волновой, а при мощности более 6 *квт* — петлевой.

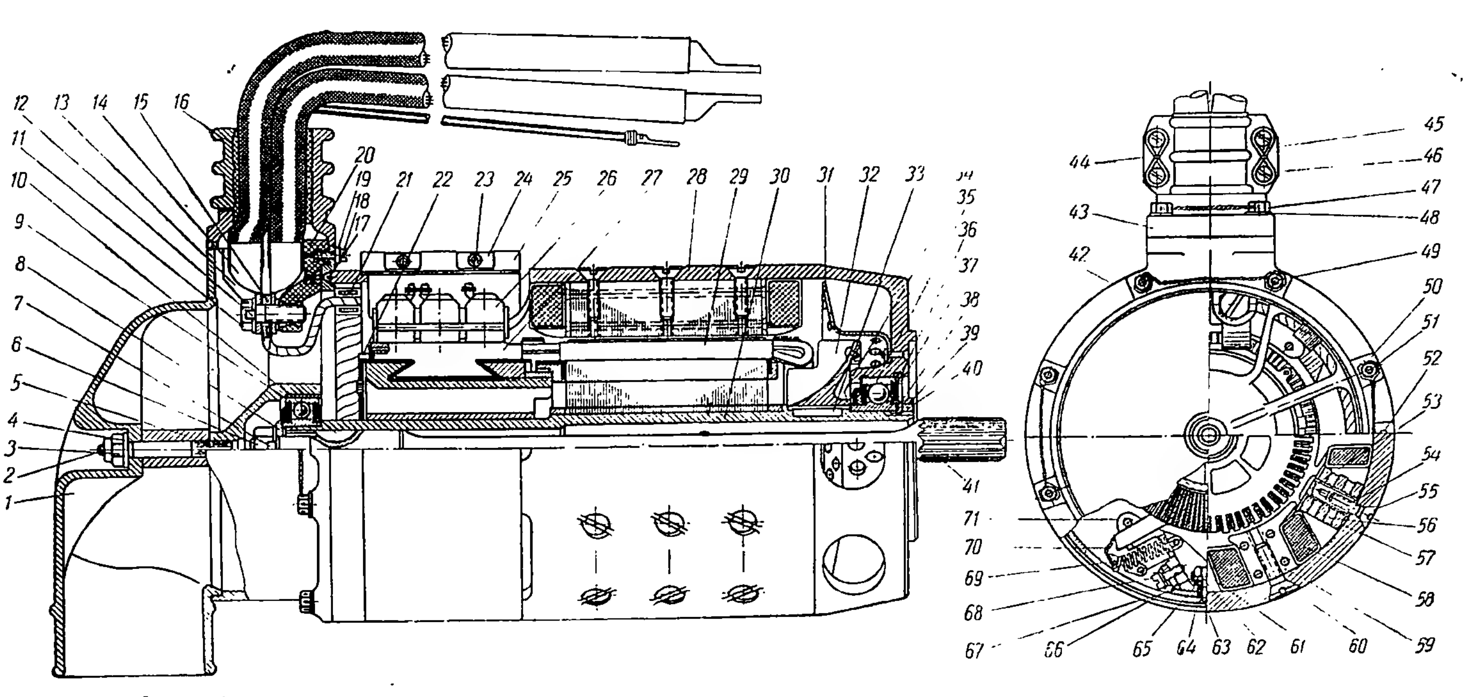
Основным преимуществом петлевой обмотки является принудительное токораспределение между ветвями, что улучшает условия


1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
а)



Фиг. 6.7. Конструкция (*а*) и схема соединений (*б*) генератора ГСР-3000 с полным числом дополнительных полюсов.

1—колпак, *2*—крепление колпака, *3*—крепление гибкого вала, *4*—подшипник, *5*—коллектор, *6*—обмотка возбуждения, *7*—полюсы, *8*—корпус (моноблок), *9*—защитный кожух, *10*—обмотка якоря, *11*—подшипник, *12*—полый вал, *13*—гибкий вал, *14*—обмотка дополнительного полюса, *15*—дополнительный полюс, *16*—якорь, *17*—щеткодержатель.



Фиг. 6.8. Конструкция генератора мощностью 9 *квт* с половинным числом дополнительных полюсов.

1—колпак, *2*—болт, *3*—самоконтрящаяся гайка, *4*—шайба, *5*—втулка, *6*—гайка, *7*—стопорная шайба, *8*—шайба, *9*—шарикоподшипник, *10*—шпонка, *11*—болт, *12*—стопорная шайба, *13*—текстолитовая прокладка, *14*—выводной провод, *15*—гибкая шинка, *16*—резиновая прокладка, *17*—винт, *18*—винт, *19*—шайба, *20*—выводная панель, *21*—кольцо (междущеточное соединение), *22*—эквипотенциальные соединения, *23*—винт, *24*—валик, *25*—защитная лента, *26*—щетки, *27*—коллектор, *28*—корпус, *29*—якорь, *30*—пустотелый вал, *31*—кожух, *32*—вентилятор, *33*—шпонка, *34*—шайба, *35*—шарикоподшипник, *36*—заслонка, *37*—пружинное кольцо, *38*—дистанционная шайба, *39*—стопорная шайба, *40*—гайка, *41*—гибкий валик, *42*—щит, *43*—ниппель, *44*—хомут, *45*—шайба, *46*—винт, *47*—болт, *48*—шайба, *49*—болт, *50*—шайба, *51*—болт, *52*—штифт, *53*—дополнительный полюс, *54*—латунная прокладка, *55*—винт, *56*—катушка дополнительного полюса, *57*—текстолитовая прокладка, *58*—обмотки возбуждения, *59*—основной полюс, *60*—винт, *61*—гайка, *62*—шайба, *63*—винт, *64*—текстолитовая втулка, *65*—слюдяная шайба, *66*—миканитовый колпачок, *67*—миканитовая прокладка, *68*—винт, *69*—пружина, *70*—рычаг, *71*—щеткодержатель.

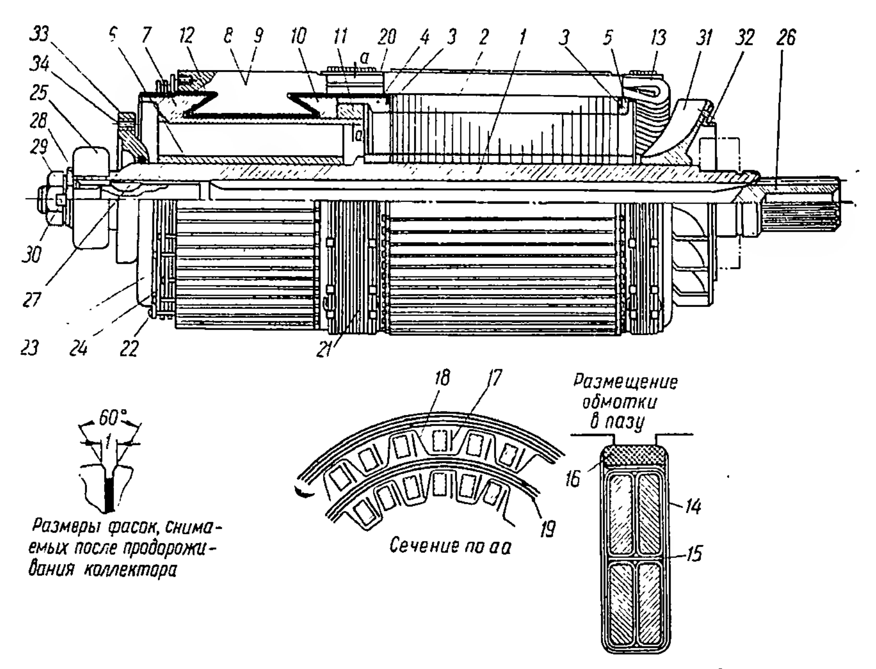
Фиг. 6.9. Конструкция генератора мощностью 18 *квт*.

А—корпус с полюсами, катушками и щеткодержателями, *Б*—якорь (с обмоткой и коллектором), *В*—щит с выводными проводами, *Г*—патрубок, *Д*—лента защитная.

1—шарикоподшипник № 140806, *2*—кольцо пружинное, *3*—шайба дистанционная, *4*—шайба стопорная, *5*—гайка специальная, *6* и *7*—болты, *8*—шайба, *9*—гайка самоконтрящаяся, *10*—щетка (узел), *11*—винт, *12*—корпус, *13*—решетка защитная, *14*—полюс основной, *15*—полюс дополнительный, *16*—обмотка возбуждения, *17*—катушки дополнительных полюсов, *18*—винт, *19*—прокладка диамагнитная, *20*—щеткодержатель, *21*—пружина цилиндрическая, *22*—рычаг, *23*—винт, *24*—прокладка изоляционная, *25*—втулка изоляционная, *26*—гайка, *27*—вал пустотелый, *28*—пакет стали, *29*—лист изоляционный, *30* и *31*—шайбы нажимные, *32*—крестовина, *33*—втулка коллектора, *34*—пластина коллектора, *35*—прокладка изоляционная, *36*—шайба нажимная, *37*—гайка, *38*—конус изоляционный, *39*—обмотка якоря, *40* и *41*—прокладки, *42*—клин, *43*—пластина слюдяная, *44*—изоляция, *45*—прокладка, *46*—изоляция, *47*—бандаж, *48*—штифт медный, *49*—кольцо уравнительных соединений, *50*—прокладка, *51*—шарикоподшипник № 30804, *52*—рессора (вал), *53*—шпонка, *54*—шайба, *55*—гайка, *56*—шайба стопорная, *57*—вентилятор, *58*—диск латунный, *59*—щит, *60*—подушка пластмассовая (колодка), *61*—наконечник, *62*—провод, *63*—трубка виниловая, *64*—вывод шунтовой катушки, *65*—прокладка резиновая, *66*—ниппель, *67*—болт, *68*—резина листовая, *69*—хомут, *70* и *71*—болты, *72*—втулка, *73*—винт, *74*—колодка зажимов, *75*—болт, *76*—шайба стопорная, *80*—шайба, *81*—прокладка, *82*—межщеточное соединение, *83*—болт, *84*—шайба стопорная, *85*—шайба.

коммутации, недостатком — чувствительность к асимметрии магнитной системы.

Для разгрузки щеток от уравнительных токов в многополюсных петлевых и в кратных волновых обмотках некоторые точки обмотки, между которыми при полной симметрии поля напряжение равнялось бы нулю, соединяются между собой уравнительными соединениями с малым сопротивлением.



Фиг. 6.10. Конструкция якоря генератора мощностью 18 *квт*.

1—вал пустотелый, *2*—пакет стали, *3*—лист изоляционный, *4*—шайба нажимная, *5*—шайба нажимная, *6*—крестовина, *7*—втулка коллектора, *8*—пластина коллектора, *9*—прокладка изоляционная, *10*—шайба нажимная, *11*—гайка, *12*—конус изоляционный, *13*—обмотка якоря, *14*—прокладка, *15*—прокладка между рядами, *16*—клин, *17*—пластина слюдяная, *18*—изоляция, *19*—прокладка, *20*—изоляция, *21*—бандаж, *22*—штифт медный, *23*—схема уравнительных соединений, *24*—прокладка, *25*—шарикоподшипник, *26*—рессора, *27*—шпонка, *28*—шайба, *29*—гайка, *30*—шайба стопорная, *31*—вентилятор, *32*—диск латунный, *33*—фланец, *34*—уплотнение сальниковое.

По уравнительным соединениям протекает переменный ток, который выравнивает несимметрию полюсных потоков и улучшает условия коммутации. Очевидно, при этом имеет место некоторый дополнительный нагрев обмотки якоря. Число уравнительных соединений, которые объединяют равнопотенциальные точки петлевой обмотки, равно

$$n_{\text{ур}} = \frac{K}{a},$$

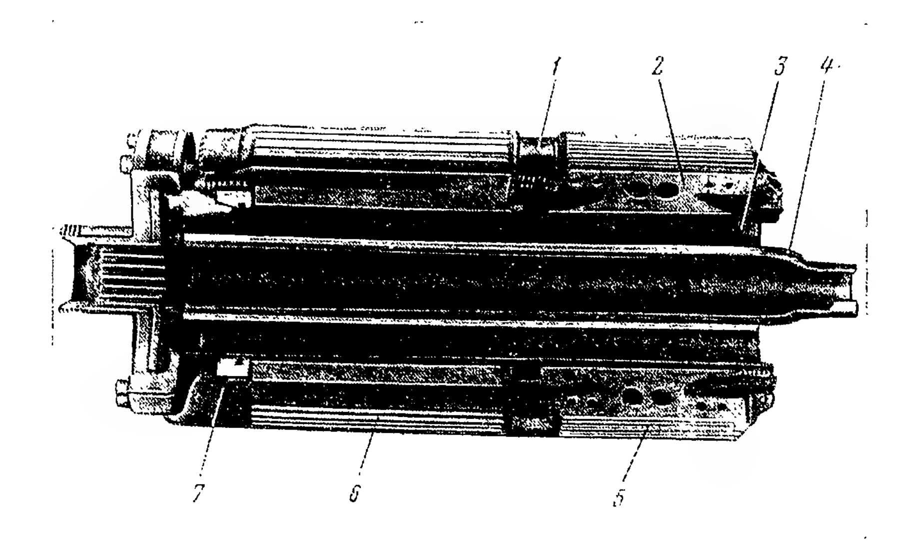
где K — число коллекторных пластин;

a — число пар параллельных ветвей обмотки якоря.

Выполнение полного числа уравнительных соединений утяжеляет и усложняет конструкцию машины. Как показал опыт, можно ограничиться значительно меньшим числом уравнительных соединений, а именно:

$$n_{\text{ур}} \approx (0{,}15 \div 0{,}3)\,\frac{K}{a},$$

где первое число соответствует генераторам малой мощности (6÷9 *квт*), последнее — генераторам мощностью 18÷30 *квт*.



Фиг. 6. 11. Якорь авиационного генератора.

1—обмотка якоря, 2—коллекторная пластина, 3—вентиляционный канал, 4—полый вал, 5—коллектор, 6—сердечник якоря, 7—бандаж.

Уравнительные соединения выполняются в виде медных колец, припаянных с торца к коллекторным пластинам. Кольца изолированы прокладками из электрокартона. Сечение всех уравнительных соединений может быть принято равным 10÷15% сечения всех проводов обмотки якоря. Сечение соединительного кольца обычно равно 50÷60% сечения проводника обмотки якоря.

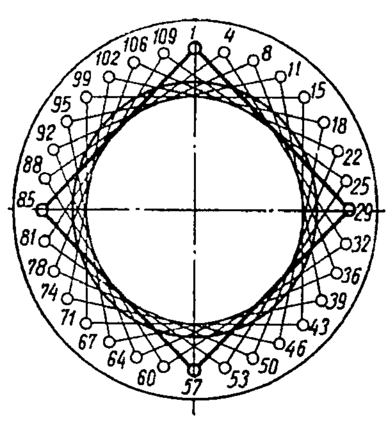
На фиг. 6. 12 приведена схема уравнительных соединений генератора мощностью 18 *квт*.

Для авиационных генераторов повышенной мощности, работающих в тяжелых условиях, может оказаться полезным применение «лягушечной» обмотки, которая совмещает свойства обмотки якоря и полной уравнительной системы.

Изоляция паза современных авиационных генераторов выполняется толщиной 0,2 *мм* на сторону.

Крепление обмотки якоря. Обмотка якоря удерживается от радиального смещения при помощи клиньев — в активной зоне и проволочными или полыми цилиндрическими бандажами — в лобовой части.

Вместо проволочных бандажей при больших скоростях иногда применяют полые стальные тонкостенные цилиндры, которые насаживаются на лобовые части обмотки. Обычно проволочные бандажи выполняются однослойными и по ширине не превосходят 10÷15 *мм*. Для бандажей применяется немагнитная проволока диаметром 0,5 *мм* с пределом текучести $\sigma_s = 180$ *кг/мм*². Бандаж скрепляется скобами из белой жести толщиной 0,3 *мм* или из луженой медной ленты. Бандажные скобы в авиационных машинах выполняются из луженой медной ленты марки М1 толщиной $h=0{,}2$ *мм* и шириной $b=5$ *мм*. В особых случаях толщина скобы может быть снижена до 0,1 *мм*.



Фиг. 6. 12. Схема уравнительных соединений по коллектору авиационного генератора.

Коллектор. Коллектор является наиболее ответственным узлом машины постоянного тока, в значительной степени определяющим условие безыскровой коммутации.

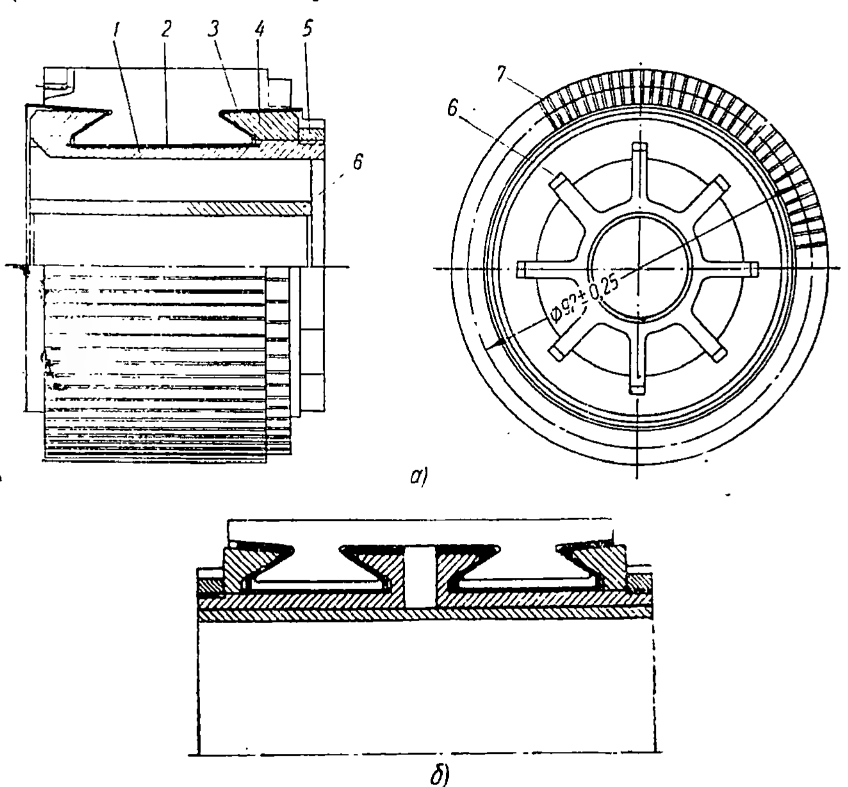
В конструктивном отношении коллекторы делятся на пять групп: цилиндрический коллектор, запрессованный в пластмассу; цилиндрический коллектор с креплением пластин при помощи ласточкина хвоста и конусных нажимных шайб; цилиндрический коллектор с креплением пластин при помощи бандажных колец; комбинированный цилиндрический коллектор, в котором, помимо крепления шайбами, применяются бандажные кольца; дисковый коллектор с креплением пластин при помощи бандажного кольца.

Цилиндрические коллекторы с ласточкиными хвостами делятся по способу закрепления пластин на арочные и защемленные.

В арочных коллекторах нажим производится только на ласточкин хвост, а в защемленных коллекторах, кроме того, и на консольные концы коллекторных пластин. Благодаря этому нажатию предупреждается бочкообразный выгиб пластин — явление особенно опасное для длинных и быстроходных коллекторов.

Выбор типа коллектора определяется скоростью вращения и силой тока. В авиационных генераторах обычно применяют цилиндрический арочный коллектор, который состоит из медно-кадмиевых пластин трапецеидального сечения, разделенных между собой прокладками из твердого миканита или слюды и собранных в полый цилиндр.

Крепящие части коллектора состоят из двух стальных конических шайб, которые скреплены стяжными болтами или прижимной гайкой. Пластины коллектора авиационных машин постоянного тока обычно собираются на стальную втулку (фиг. 6. 13, *а*) и закрепляются нажимной шайбой и гайкой. Нажимные шайбы изолированы от пластин изоляционными манжетами, выполненными из миканита.



Фиг. 6. 13. Коллектор авиационного генератора.

а—обычного исполнения.
1—стальная втулка, *2* и *3*—изоляция, *4*—нажимная шайба, *5*—гайка, *6*—крестовина, *7*—коллекторная пластина,
б—крепление двумя ласточкиными хвостами.

Крепящие части коллектора должны при всех режимах работы обеспечить заданное сжатие изоляции между коллекторными пластинами во избежание ее радиального смещения под действием центробежных сил; сохранение цилиндрической рабочей поверхности; пластичность в осевом направлении для возможности температурных изменений и сохранения поверхности цилиндрической.

Для придачи коллектору должной монолитности и проверки механической прочности его подвергают разгону со скоростью $n = 1{,}45 n_{max}$ в горячем состоянии при температуре 200÷250°. Для

обеспечения безыскровой работы коллектора большое значение имеет биение коллектора, в связи с чем практика выработала максимально допустимые значения биения, которые для авиационных генераторов постоянного тока не должны превосходить 0,025 *мм* при $D_к=60\div100$ *мм* и 0,03 *мм* — при $D_к=100\div125$ *мм*.

Наконец, ребра крестовины коллектора должны совпадать с ребрами сердечника якоря для уменьшения аэродинамического сопротивления потоку охлаждающего воздуха.

Чтобы обеспечить правильное положение нейтрали, необходимо, чтобы ось паза якоря совпадала с осью межламельной изоляции, либо была смещена на величину не более 0,5 *мм*. Направление смещения зависит от направления вращения и режима машины (генератор или двигатель). Для генераторов серии ГСР допускается смещение оси паза по отношению к межламельной изоляции вправо на 0,5 *мм*, если смотреть со стороны коллектора.

Соединение обмотки якоря с коллектором производится пайкой или сваркой. В каждой коллекторной пластине при помощи фрезерования выполняется шлиц, ширина и длина которого определяется размерами присоединяемого провода якоря и способом его присоединения к коллекторной пластине (допустимой плотностью тока в контакте). Если проводники якоря припаиваются к коллекторной пластине, то применяют твердый припой. В авиационных машинах часто применяют аргонную сварку, которая обеспечивает надежный контакт между обмоткой якоря и коллектором в процессе работы и не нарушает изоляции проводников якоря при сварке.

В мощных авиационных генераторах, работающих в особо тяжелых условиях, применяют коллекторы специальной конструкции с двойным креплением ласточкина хвоста, которое обеспечивает надежную работу коллектора при значительных температурах (фиг. 613, *б*).

В целях снижения трудоемкости изготовления и стоимости коллектора число коллекторных пластин должно быть минимальным. Однако при этом нельзя превосходить допустимой величины пульсации напряжения якоря ($к/p>3$) и допустимого значения среднего напряжения между соседними коллекторными пластинами, т. е.

$$U_{к.ср}=\frac{2U_{ном}p}{к}<20 \quad \text{или} \quad \frac{к}{p}>0{,}1\,U_{ном}.$$

Верхний предел количества коллекторных пластин ограничивается окружной скоростью ($v_к<50\div60$ *м/сек*) и минимально допустимой величиной коллекторного деления ($\tau_к>3$ *мм*).

Корпус и щиты. Корпус машины постоянного тока служит частью магнитопровода; выполняется из стали 10 или армко.

Конструкция корпуса изменяется в зависимости от назначения машины. В генераторах применяют фланцевый корпус в виде моноблока, включающего щит со стороны привода. Корпус свертывают из листовой стали армко, сваривают и затем отжигают, а щит при-

варивают к корпусу и затем термически обрабатывают. Продольный шов корпуса располагают на оси главных полюсов, чем снижается его влияние на распределение потока в корпусе.

Вместо сварных корпусов из листовой стали армко желательно применение цельнотянутых труб, что снижает отходы материала, упрощает производство и повышает качество корпуса.

Соединение корпуса и фланца в одно целое (моноблок) повышает механическую прочность, уменьшает количество деталей и размеры машины, однако несколько усложняет обработку.

На торце щита имеются сквозные отверстия для шпилек, с помощью которых генератор крепится к авиационному двигателю. Для выхода охлаждающего воздуха в корпусе со стороны привода имеются окна, которые служат также для доступа к креплению генератора. В средней части корпуса располагаются отверстия для крепления главных и дополнительных полюсов. Для защиты от попадания внутрь генератора посторонних предметов окна защищены кожухом, прикрепленным к торцу щита.

Щиты со стороны коллектора (фиг. 6. 14) выполняют из алюминиевого сплава АЛ9. Конструкция щита должна быть прочной и обеспечивать доступ к щеткам и коллектору; последнее осуществляется через окна в щите, в промежутках между которыми монтируют щеткодержатель из алюминиевого сплава. В щит запрессовывают втулку из стали 45 для размещения в ней наружного кольца подшипника и обеспечения надежной посадки последнего, что особенно важно в случае замены подшипника в процессе сборки или эксплуатации, так как отсутствие стальной втулки приводило бы к срабатыванию посадочной поверхности.

Щит соединяется с корпусом при помощи посадочного буртика и штифта и крепится к корпусу болтами из легированной стали.

Соединение щитов с корпусом возможно при помощи наружного или внутреннего замка. В первом случае щит охватывает станину, во втором случае, наоборот,— станина охватывает щит. В авиационных генераторах обычно применяют внутренний замок.

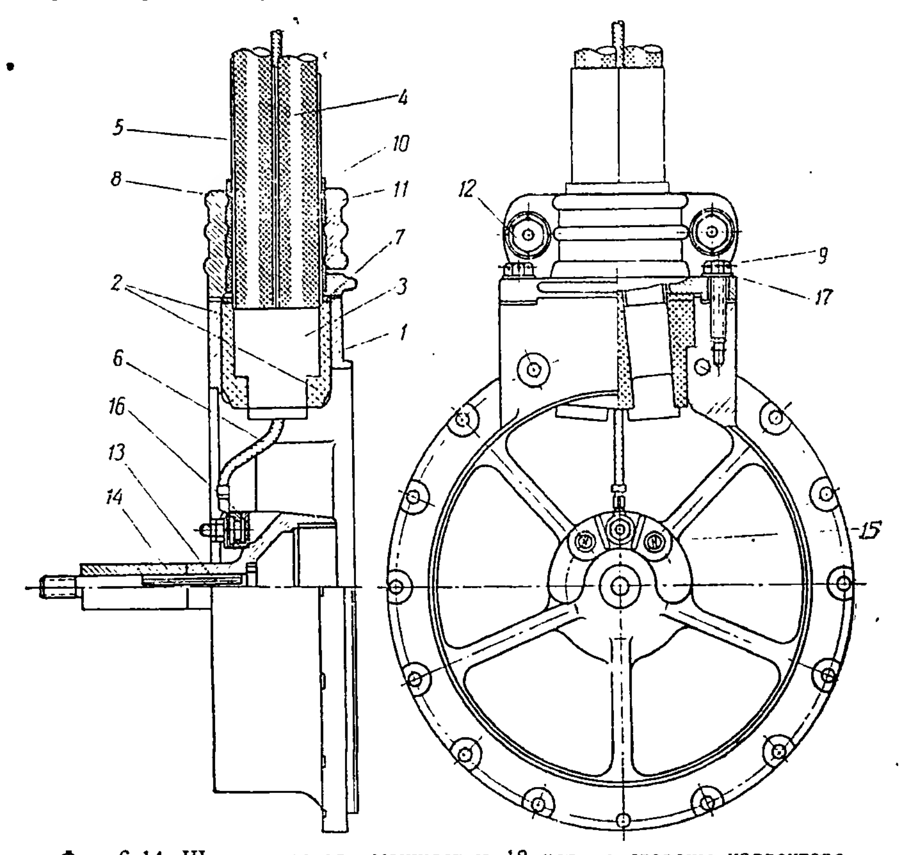
Полюсы и обмотки возбуждения. В машинах постоянного тока средней и большой мощности применяются отъемные главные и дополнительные полюсы. Число дополнительных полюсов обычно равно числу главных. В двухполюсных машинах общего применения мощностью $1 \div 3$ *квт* и в авиационных машинах мощностью до 25 *квт* часто применяют половинное число дополнительных полюсов.

Главные полюсы пронизываются постоянным потоком и поэтому они могут быть выполнены массивными — из одного куска стали. Однако полюсные наконечники при этом должны быть выполнены из листовой стали толщиной от 0,5 до 2,0 *мм* — для снижения дополнительных пульсационных потерь на поверхности.

Из условий производства оказывается целесообразным изготовить весь главный полюс набранным (шихтованным) из листов стали, расположенных перпендикулярно оси вала (фиг. 6. 15). Преимуще-

ством шихтованного полюса является также уменьшение инерции магнитного поля, что важно при переходных режимах. Поверхностный слой окиси служит достаточной изоляцией для листов; последние скрепляются между собой заклепками или шпильками.

В авиационных машинах обычно применяют заклепки; их диаметр выбирается с учетом того, что число заклепок на полюс долж-



Фиг. 6.14. Щит генератора мощностью 18 *квт* со стороны коллектора.

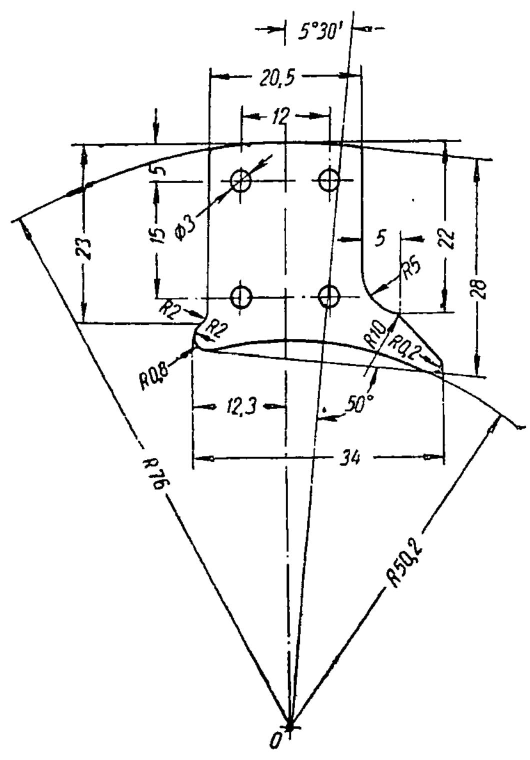
1—щит, *2*—подушка пластмассовая, *3*—наконечник, *4*—провод, *5*—трубка виниловая, *6*—вывод шунтовых катушек, *7*—прокладка резиновая, *8*—ниппель, *9*—болт, *10*—резина листовая, *11*—хомут, *12* и *13*—болты, *14*—втулка, *15*—винт, *16*—колодка зажимов, *17*—шайба.

но быть не менее четырех, а диаметр заклепок должен быть не менее 3 *мм*.

Крепление полюса к корпусу осуществляется винтами или болтами. Существует два способа крепления полюсов к корпусу: при помощи сверления отверстия в сердечнике полюса (для машин малой и средней мощности) и при помощи сверления специального стального стержня, расположенного в сердечнике полюса (для машин большой мощности).

Несимметричная форма полюсного наконечника (см. фиг. 6. 15) вызвана тем, что при половинном числе дополнительных полюсов главные полюсы расположены по станине неравномерно. Расстояние между осями главных полюсов, внутри которых расположен дополнительный полюс, всегда больше, чем расстояние между осями главных полюсов, не имеющих дополнительного полюса. В то же время полюсное деление в зазоре сохраняется одинаковым и равным $\tau=\pi D/2p$.

Поверхность полюса, прилегающая к корпусу, должна быть выполнена в соответствии с внутренним диаметром корпуса, а профиль полюсного наконечника должен строго соответствовать расчетным данным.



Фиг. 6. 15. Лист полюса генератора с половинным числом дополнительных полюсов.

Дополнительные полюсы выполняются из стали армко. Сердечник дополнительного полюса крепится к станине винтами, аналогично главным полюсам. Несимметричное расположение наконечников дополнительных полюсов при половинном их числе вызвано стремлением уменьшить поток рассеяния дополнительного полюса.

Обмотки возбуждения машин постоянного тока неподвижны и располагаются на главных и дополнительных полюсах. В зависимости от способа возбуждения машина имеет параллельную (шунтовую) или последовательную (сериесную) обмотки возбуждения или, наконец, и параллельную, и последовательную обмотки возбуждения (машины смешанного возбуждения). Машины мощностью более 3 *квт* обычно снабжаются обмотками возбуждения, расположенными на дополнительных полюсах и включенными последовательно в цепь якоря.

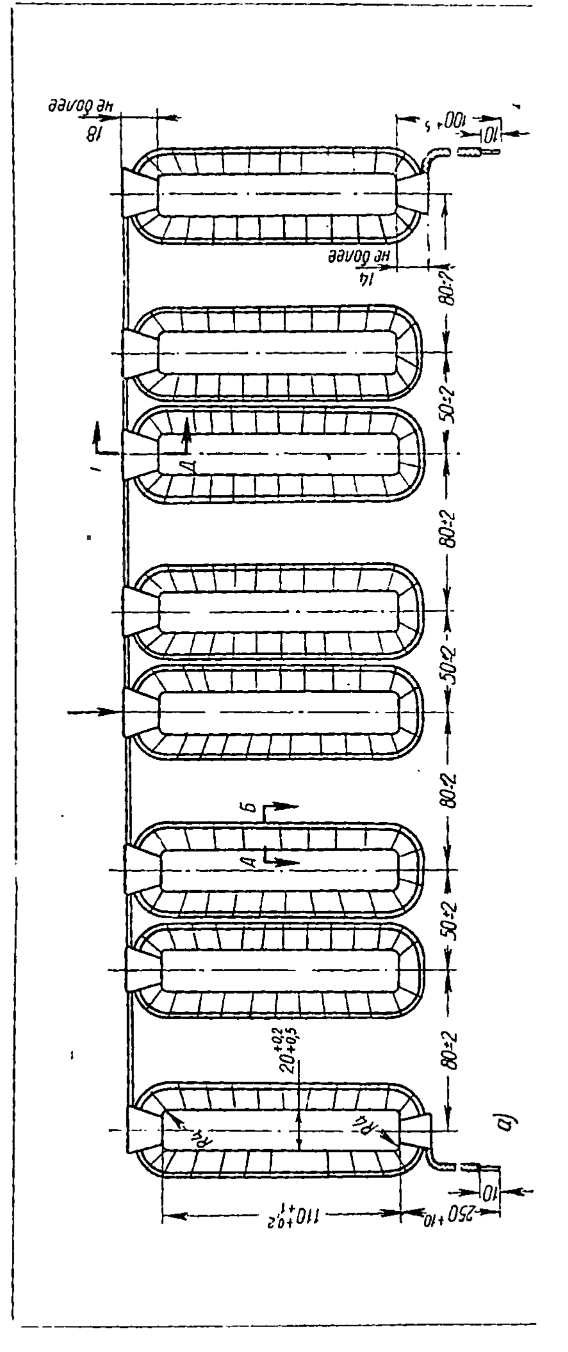
Машины с широким диапазоном изменения скорости вращения, работающие в тяжелых условиях коммутации, кроме того, снабжаются компенсационными обмотками возбуждения, расположенными в полюсных наконечниках главных полюсов и включенными также последовательно в цепь якоря.

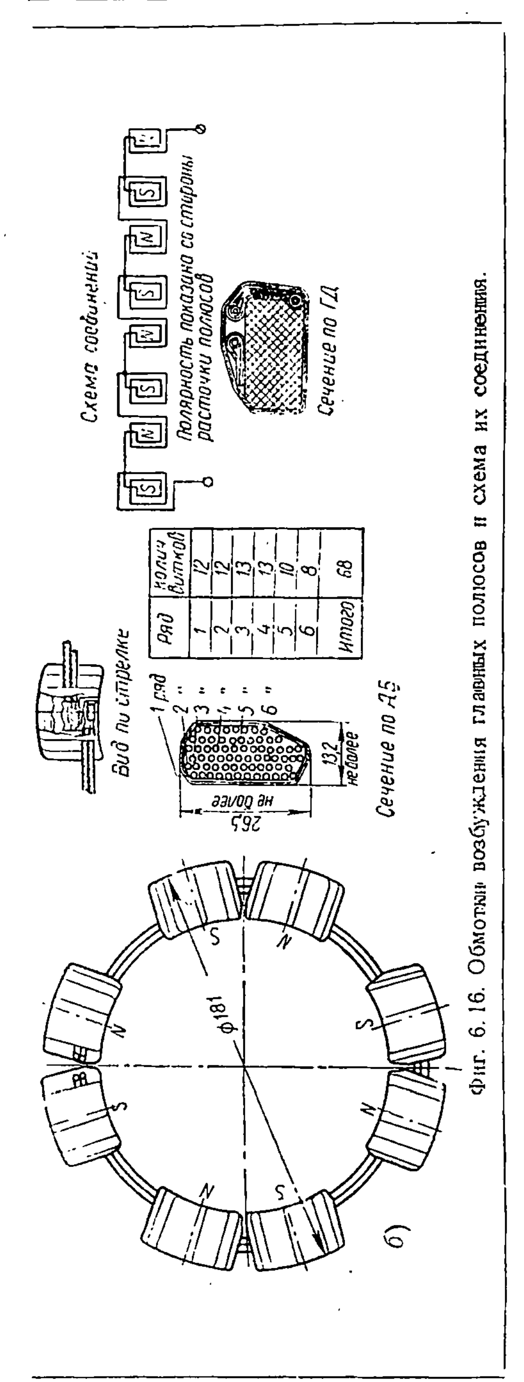
В зависимости от конструктивного исполнения различают два вида обмоток возбуждения: сосредоточенные катушечные обмотки (проволочные или полосовые) и распределенные обмотки.

Сосредоточенные обмотки обычно применяются для возбуждения главных и дополнительных полюсов. Распределенные обмотки применяются как компенсационные, и в специальных, редких случаях — для возбуждения главных полюсов.

Для главных полюсов авиационных машин применяются гибкие проволочные катушки из изолированных проводов марки ПЭВ-2 или ПЭМ-2. Катушки изолируются одним слоем лакошелка толщиной 0,06 *мм* в полуперекрышку и одним слоем изоляционной ленты толщиной 0,18 и шириной 16÷20 *мм* в полуперекрышку. Катушки соединены между собой при помощи гибкого медного изолированного провода марки ПЩНДО, а выводы выполнены медным гибким изолированным проводом марки МГШДОЛК.

На фиг. 6.16 приведены чертежи катушек возбуждения главных полюсов восьмиполюсного авиационного генератора, из которых ясны схема соединения и конструкция.





Ряд	Колич. витков
1	12
2	12
3	13
4	13
5	10
6	8
Итого	68

Фиг. 6.16. Обмотки возбуждения главных полюсов и схема их соединения.

Для дополнительных полюсов авиационных машин могут применяться проволочные или полосовые катушки. Обычно применяют полосовые катушки, которые намотаны медным неизолированным проводом прямоугольного сечения, согнутым на высокое ребро. На фиг. 6.17 показана схема соединения и конструкция катушек дополнительных полюсов восьмиполюсной машины с половинным числом дополнительных полюсов.

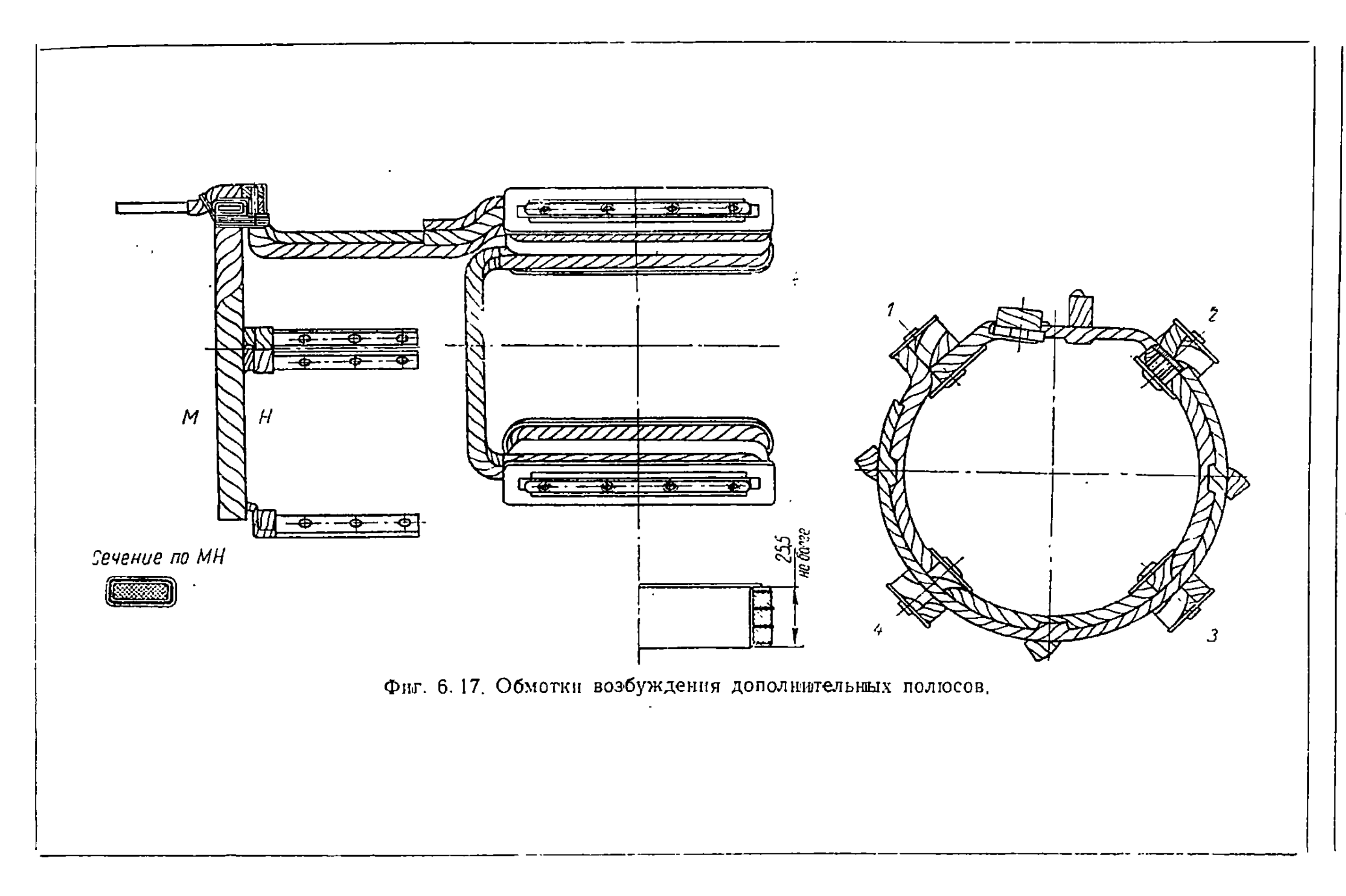
Витки катушек изолируются лакошелком толщиной 0,06 *мм* в полуперекрышку. Между витками прокладываются полоски из электрокартона толщиной 0,1 *мм*.

Боковые поверхности полюсов покрыты лаком № 302 и оклеены электрокартоном толщиной 0,1 *мм* в один слой.

Катушки пропитывают маслокрезольным лаком и просушивают, что повышает их влагостойкость.

Для уменьшения потока рассеяния дополнительных полюсов катушки по возможности приближают к поверхности якоря.

Компенсационные обмотки выполняются распределенными. Виток компенсационной обмотки состоит из двух прямолинейных изолированных проводников круглого или прямоугольного сечения, соединенных между собой неизолированными дугами из полосовой меди.



Фиг. 6.17. Обмотки возбуждения дополнительных полюсов.

Валы. Валы авиационных электрических машин выполняются двух видов:

1) Валы быстроходных машин, составляющие одно целое с ротором и нагруженные распределенной нагрузкой от собственного веса, односторонним магнитным притяжением и передаваемым моментом кручения. Эти валы имеют центральную цилиндрическую часть (бочку) и боковые части (хвосты) переменного сечения. Валы этого типа применяются для синхронных неявнополюсных генераторов.

2) Валы с сосредоточенной нагрузкой от веса ротора, одностороннего магнитного притяжения и передаваемого момента кручения, которые иногда дополнительно нагружены силой, приложенной к свободному концу вала (зубчатая передача, муфта). Валы этого типа применяются для машин постоянного тока. Валы последнего вида имеют ступенчатую форму для независимой посадки сердечника, коллектора, вентилятора и т. д.

В целях повышения механической прочности и снижения стоимости обработки целесообразно уменьшать количество ступеней и допускать минимальную разницу между их диаметрами.

Шпоночные канавки под сердечник якоря обычно заменяют рифлением вала при помощи зубчатых роликов с предварительным и последующим шлифованием вала.

Валы электрических машин общего применения диаметром до 120 *мм* обычно изготовляются из прокатной стали марки ст. 45 по ГОСТ В1050—52. Валы авиационных электрических генераторов и ответственных двигателей изготовляются из прокатной стали 30ХГСА.

Валы авиационных генераторов получают вращение от коленчатого вала авиадвигателя через редуктор посредством фрикционно-амортизационных устройств, эластичных муфт или гибких валиков. Так как генераторы имеют диапазон изменения скорости 3000—10 000 об/мин, то применяется редуктор с передаточным числом 1,5—3,0.

Учитывая неравномерность хода приводного авиадвигателя и неравномерный момент сопротивления некоторых механизмов, валы электрических генераторов постоянного и переменного тока присоединяют к авиадвигателям при помощи фрикционной муфты скольжения (генераторы мощностью до 1,5 *квт*), либо при помощи двойного (жесткого и гибкого) вала (генераторы мощностью 3 *квт* и более). Фрикционные муфты обычно регулируются на 3÷4-кратный номинальный момент вращения. При моментах, бо́льших момента затяжки муфты, последняя пробуксовывает и предохраняет вал генератора от скручивания.

Применение системы двойного вала, когда внешний полый жесткий вал, установленный на подшипниках, воспринимает вес якоря, а внутренний гибкий вал передает вращающий момент внешнему полому валу со стороны коллектора, обеспечивает условие, при котором вибрации вращающего момента приводного двигателя или

момента сопротивления механизма в значительной мере поглощаются гибким валиком. Якорь машины работает при этом с допустимой степенью неравномерности хода.

Сказанное особенно важно в случае, если генератор приводится во вращение от поршневого авиадвигателя. Однако и при приводе генератора от реактивных авиадвигателей, у которых нет пульсирующего момента вращения, генератор необходимо предохранять от крутильных колебаний.

Фиг. 6.18. Маслозащитное устройство генераторов серии ГС.

1—вал, *2*—гайка, *3*—уплотиение, *4*—фланец, *5*—уплотнение, *6*—щит, *7*—подшипники.

Подшипники. В авиационных электрических машинах применяются практически только подшипники катящегося трения, важным преимуществом которых являются: малые габариты и вес, незначительные потери трения и малый износ; простота обслуживания и экономия смазочных материалов, а также возможность восприятия значительной аксиальной нагрузки.

В электромашиностроении нашли применение практически все типы подшипников. В авиационном электромашиностроении обычно применяют однорядные радиальные шарикоподшипники, состоящие из наружного и внутреннего стального кольца, шариков, сепаратора и защитных шайб.

Посадка подшипника. Применяются различные способы установки шарикоподшипника на вал и в щит в зависимости от типа, мощности и назначения машины. В авиационном электромашиностроении применяют шарикоподшипники, которые обладают повышенными эксплуатационными свойствами. Закрытые шарикоподшипники, применяемые в генераторах ГСР-9000, № 180504 — со стороны коллектора и № 180506 — со стороны привода, имеют по две легкосъемные стальные защитные шайбы с каждой стороны подшипника, между которыми проложены для уплотнения резиновые шайбы.

На фиг. 6.6, 6.7 и 6.8 показаны типовые способы посадки закрытых шарикоподшипников в авиационном генераторе постоянного тока со стороны коллектора и со стороны привода. Внутренние кольца подшипников насаживаются плотно на вращающийся вал, а внешние кольца вставляются подвижно в подшипниковые щиты. Для обеспечения осевого температурного смещения вала (игры вала) и компенсации допусков на обработку и сборку деталей один из подшипников фиксирует положение вала, а второй допускает его аксиальное перемещение.

Смазка. Основное требование, предъявляемое к смазке авиационных электрических машин,— это удовлетворительная работа ее при изменении температуры от —60 до +100° и выше. В этих целях применяются специальные сорта смазки, в частности, смазка ГСА на кашалотовом жире и новая смазка ОКБ 122-7, применяемая для генераторов серии ГСР.

Маслозащитные устройства генераторов серии ГСР показаны на фиг. 6. 6, 6. 7 и 6. 8; маслозащитное устройство генераторов серии ГС дано на фиг. 6. 18.

6.2. РЕАКЦИЯ ЯКОРЯ

Особенности реакции якоря в авиационных генераторах. Реакция якоря, т. е. влияние н. с. якоря на н. с. обмотки возбуждения, в авиационных генераторах значительно сильнее, чем в генераторах общего применения. Это объясняется тем, что в авиационных генераторах относительное значение н. с. якоря при начальной скорости вращения выше, чем в машинах общего применения, т. е.

$$\left(\frac{F_я}{F_0}\right)_{ав} > \left(\frac{F_я}{F_0}\right)_{общ}.$$

Кроме того, при повышении скорости вращения и постоянном напряжении на зажимах генератора магнитный поток снижается; следовательно, н. с. полюсов (ток возбуждения) при повышении скорости также уменьшается, в то время как н. с. якоря остается неизменной (предполагается номинальный режим). Таким образом, при максимальной скорости вращения

$$\left(\frac{F_я}{F_0}\right)_{ав} \gg \left(\frac{F_я}{F_0}\right)_{общ}.$$

Как известно,

$$F_я = \pm F_{я\,d} + F_{qd} \pm F_{к.\,с}, \tag{6.6}$$

где $F_{яd}$—н. с. продольной реакции, обусловленная продольной составляющей тока якоря (имеет место при наличии сдвига щеток);

F_{qd}— н. с. поперечной реакции, обусловленная размагничивающим действием поперечной составляющей тока якоря;

$F_{к.с}$ — н. с. коммутирующих секций (реакции коммутации), обусловленная влиянием на главное поле изменения тока в короткозамкнутых секциях якоря.

Как правило, щетки располагаются в нейтрали, продольная реакция якоря равна нулю, т. е. $F_{я\,d}=0$ и

$$F_я = F_{q\,d} \pm F_{к.\,с}. \tag{6.7}$$

Размагничивающее действие поперечной реакции якоря, как известно, равно нулю для линейных участков характеристики холо-

стого хода, т. е. в области малых и очень больших насыщений. Следовательно, в области малых насыщений (режим короткого замыкания при номинальном токе) $F_{я\,q}=0$, и н. с. реакции якоря сводится к коммутационной реакции:

$$F_{я}=\pm F_{к.\,с}=ab_{к.\,з}A. \qquad (6.8)$$

Знак «плюс» относится к замедленной коммутации, когда основное поле ослабляется; знак «минус» — к ускоренной коммутации, когда основное поле усиливается.

Здесь

$b_{к.\,з}$ — ширина коммутационной зоны в *см*;

A — линейная нагрузка в *а/см*;

a — коэффициент, равный примерно 0,35.

Так, в генераторе мощностью 12 *квт* $A=380$ *а/см*; $F_{я\,q}\approx 350$ *ав*, $b_{к.з}\approx 1{,}3$ *см*; следовательно, $F_{к.с}=0{,}35\times 380\times 1{,}3\approx$ ≈ 260 *ав*, т. е. величина $F_{к.с}$ сравнима с $F_{я\,q}$ и ею нельзя пренебрегать, особенно при максимальных скоростях. При строго прямолинейной коммутации коммутационная реакция $F_{к.с}=0$.

В случае больших относительных значений реакции якоря, когда

$$0{,}5\alpha\tau A > F_{0}=0{,}8k_{\delta}\delta B_{\delta}k_{\mu}, \qquad (6.9)$$

магнитное поле в воздушном зазоре машины изменяет свой знак, т. е. «опрокидывается». Явление «опрокидывания» поля в воздушном зазоре особо сильно выражено в авиационных машинах постоянного тока (генераторах и двигателях), работающих в режиме перегрузки и повышенной скорости вращения, когда поле возбуждения ослаблено (F_0 — мало). В этом случае знак поля оказывается измененным почти на половину полюса, и смещение физической нейтрали относительно геометрической достигает почти 90 электрических градусов.

На фиг. 6. 19 приведена переходная кривая холостого хода $A_1Б_1В_1$, одновременно характеризующая распределение магнитной индукции в воздушном зазоре машины.

Заштрихованная область шириной a_1b_1 соответствует машине постоянного тока общего применения, у которой при номинальном режиме явление опрокидывания поля в воздушном зазоре не имеет места ($0{,}5\alpha\tau A<F_{01}$).

Заштрихованная область шириной AB соответствует авиационным машинам постоянного тока, у которых опрокидывание поля в зазоре часто допускается даже и при номинальном режиме работы ($0{,}5\alpha\tau A>F_{01}$). В последнем случае часть полюсного наконечника (OA) перемагничена, т. е. находится под действием поля противоположного знака.

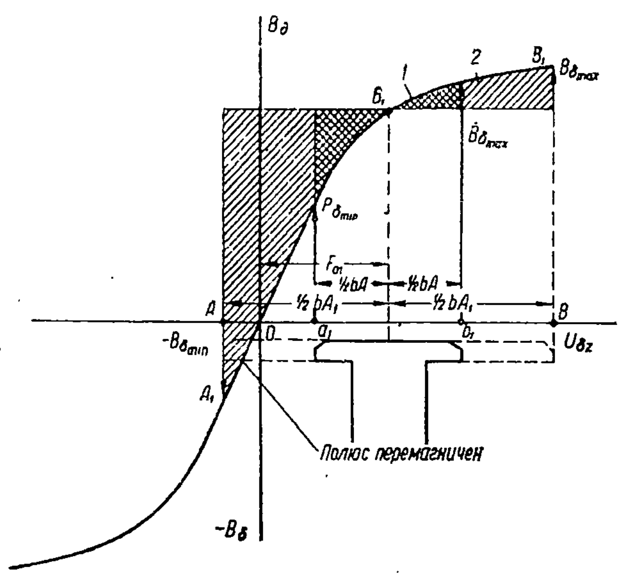
Относительное значение н. с. поперечной реакции якоря

$$\overset{*}{F}_{я\,q}=\frac{0.5\alpha\tau A}{F_{01}}=\frac{bA}{1{,}6k_{s1}\delta k_{\delta}B_{\delta}}<1 \qquad (6.10)$$

— в машинах общего применения и

$$\overset{*}{F}_{я\,q}=\frac{bA}{1{,}6k_{s1}\delta' B_{\delta}}>1 \qquad (6.11)$$

— в авиационных машинах.



Фиг. 6.19. Переходная кривая холостого хода.

1—машины общего применения $F'_{я\,q}<1$; 2—машины авиационные $F'_{я\,q}>1$.

На фиг. 6.20 приведена картина поля в воздушном зазоре для авиационного генератора при отсутствии дополнительных полюсов и повышенной скорости вращения (серия ГС) и щетках, расположенных на нейтрали.

Особенностью картины поля в воздушном зазоре авиационной машины является появление заштрихованной площадки, характеризующей часть потока, который размагничивает машину, изменяя полярность полюсов и резко смещая физическую нейтраль.

Воздушный зазор. Величина воздушного зазора в машинах с кондуктивным возбуждением оказывает значительное влияние на ее характеристики. Для снижения степени искажения поля в воздушном зазоре от реакции якоря и уменьшения поверхностных потерь желательно увеличивать воздушный зазор. Однако при этом повышается сопротивление магнитной цепи, что требует для сохра-

нения потока увеличение н. с. возбуждения, которое приводит к увеличению размеров машины и потерь. Практикой общего электромашиностроения установлено, что допустимая степень искажения поля имеет место, если отношение

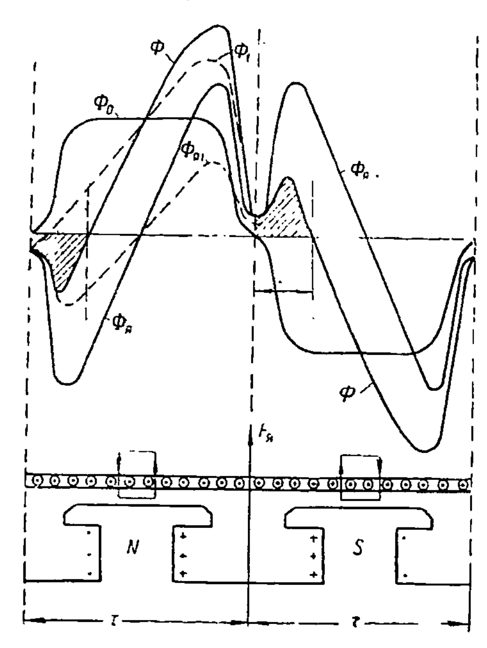
$$\frac{U_\delta + U_з}{0{,}5\alpha\tau A} = k_я \approx 1{,}2.$$

Учитывая, что

$$U_\delta = 0{,}8\delta' B_\delta \quad \text{и} \quad U_з = k_з U_\delta,$$

получают выражение для минимальной величины воздушного зазора

$$\delta = \frac{k_я \alpha}{1{,}6(1 + k_з)k_\delta} \frac{A\tau}{B_\delta}. \qquad (6.12)$$



Фиг. 6.20. Кривые поля в воздушном зазоре авиационного генератора при отсутствии дополнительных полюсов.

$Ф_0$—поток холостого хода; $Ф_я$ и $Ф$ — потоки реакции якоря и при нагрузке; те же потоки в машине общего применения даны пунктиром.

При условии, что коэффициент полюсного перекрытия $\alpha = 0{,}68$, коэффициент воздушного зазора $k_\delta = 1{,}15$ и $k_я = 1{,}2$ получим, что

$$\delta \geqslant \frac{0{,}45}{1 + k_з} \frac{A\tau}{B_\delta} \ \textit{см}. \qquad (6.13)$$

В авиационных машинах постоянного тока для снижения размеров воздушный зазор принимают значительно меньшим, чем это требуется по выражению (6.13). Таким образом, допускается бо́льшая степень искажения поля в воздушном зазоре от реакции якоря, чем в машинах общего применения. В авиационных генераторах мощностью 6÷18 *квт* $k_я \approx 0{,}62$ и

$$\delta \approx \frac{0{,}23}{1 + k_з} \frac{A\tau}{B_\delta} \approx 0{,}2 \frac{A\tau}{B_\delta} \ \textit{см}. \qquad (6.14)$$

В авиационных двигателях, учитывая условия регулирования скорости, принимают

$$\delta \approx 0{,}25 \frac{A\tau}{B_\delta} \ \textit{см}. \qquad (6.15)$$

В компенсированных машинах, где нет искажения поля реак-

цией якоря, величину воздушного зазора можно выбирать из конструктивных соображений по формуле

$$\delta_{min} \geqslant 0{,}01 + \frac{\sqrt{Dl}}{500}\ см, \qquad (6.16)$$

где D и l — в *см*.

Учет реакции якоря. Определяя н. с. возбуждения при нагрузке, необходимо учесть влияние н. с. якоря. Продольная составляющая н. с. якоря на один полюс определяется формулой

$$F_{я\,d} = cA\frac{D}{D_к} = c\frac{NI_я}{2a\pi D_к} = c\frac{N'I_я}{\pi D_к}, \qquad (6.17)$$

где c — сдвиг щеток по коллектору с геометрической нейтрали в *см*;

D и $D_к$ — диаметр якоря и коллектора в *см*;

$2a$ — число параллельных ветвей в обмотке якоря;

N и $N' = N/2a$ — полное число проводов якоря и число проводов в одной ветви якоря;

$I_я$ — ток якоря.

При наличии дополнительных полюсов щетки обычно располагаются на геометрической нейтрали и, следовательно, $c=0$. Однако и в этом случае при срабатывании щеток и вследствие неточности их установки всегда имеет место некоторый сдвиг щеток. В авиационных машинах постоянного тока линейная нагрузка значительна, и поэтому даже при сдвиге щеток на 1—2 *мм* продольная реакция якоря может оказать заметное влияние на основное поле, особенно при повышенных скоростях вращения. Так, при $A=450$ *а/см* и $c=0{,}2$ *см* продольная реакция $F_{я\,d}=90$ ампервитков.

Если пренебречь действием поперечной н. с. якоря вне полюсной дуги, то поперечная составляющая н. с. якоря на один полюс при $c=0$ будет определяться уравнением

$$F_{я\,q} = \alpha\tau A = bA = b\frac{N'I_я}{\pi D} = \alpha\frac{N'I_я}{2p}, \qquad (6.18)$$

где τ и b — полюсное деление и ширина полюсного наконечника в *см*;

$\alpha = b/\tau$ — коэффициент полюсного перекрытия.

При нагрузке машины индукция в воздушном зазоре под влиянием поперечной реакции якоря снижается до значения $B_н$, которое меньше индукции при холостом ходе B_δ. При этом поток в воздушном зазоре Φ_0 уменьшится на величину, пропорциональную разности заштрихованных площадок (фиг. 6.21) S_1 и S_2, т. е. $\Delta B = B_\delta - B_н$ и

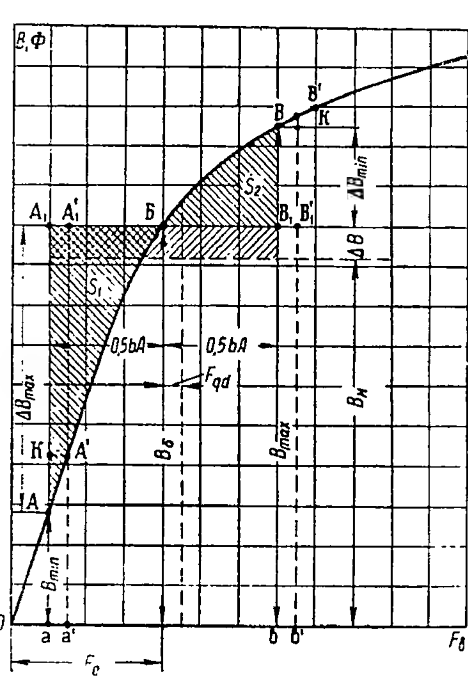
$$\Delta\Phi = \Phi_0 - \Phi_н = \Delta B \cdot b \cdot l \equiv \Delta B \cdot b \cdot A = S_1 - S_2. \qquad (6.19)$$

Размагничивающее влияние поперечной реакции якоря $F_{я\,q}$ обычно учитывается графически.

При этом совмещают переходную характеристику холостого хода $АБВ$ с полюсным наконечником, откладывают в обе стороны от оси полюса по половине поперечной составляющей н. с. якоря и затем перемещают криволинейный четырехугольник aABb вправо до тех пор, пока площадка криволинейного треугольника $S_1' = A'A_1'Б$ не станет равной площади $S_2' = БВ'В_1'$.

Полученное при этом смещение вдоль оси абсцисс в масштабе ампервитков и даст величину F_{qd} на один полюс.

Поток, ограниченный линией a'A'B'b' и соответствующий н. с. полюсов $F_{01} + F_{qd}$, равен потоку холостого хода, так как он получен из условий, что дополнительная н. с. полюсов F_{qd} компенсирует размагничивающее влияние поперечной реакции. Иначе говоря, площадь a'A'B'b' больше площади aABb на разность площадок $S_1 - S_2$, т. е.



Фиг. 6.21. Определение размагничивающего действия поперечной реакции якоря.

$$\Delta B \cdot b \cdot A = S_1 - S_2 = a'A'B'b' -$$

$$- aABb = AA'A_1'A_1 + B_1BB'B_1' =$$

$$= (\Delta B_{\max} - 0{,}5\overline{AK})F_{qd} + (\Delta B_{\min} +$$

$$+ 0{,}5\overline{B'K})\, F_{qd}.$$

Пренебрегая разностью $0{,}5(\overline{AK} - \overline{B'K})F_{qd}$, получают $\Delta B \cdot b \cdot A \approx (\Delta B_{\max} + \Delta B_{\min}) F_{qd}$ и окончательно

$$F_{qd} \approx \frac{\Delta B}{\Delta B_{\max} + \Delta B_{\min}} b \cdot A. \qquad (6.20)$$

Величину F_{qd} можно приближенно определить графо-аналитически, учитывая (6.20), по уравнению

$$F_{qd} \approx \Delta\Phi \frac{b \cdot A}{\Phi_{\max} - \Phi_{\min}} =$$

$$= \frac{\Delta\Phi \cdot b \cdot A}{\Delta\Phi_{\max} + \Delta\Phi_{\min}}, \qquad (6.21)$$

где

$$\Delta\Phi = \Delta B \cdot b \cdot l = B_\delta \cdot b \cdot l -$$

$$- B_н \cdot b \cdot l = \Phi_0 - \Phi_н$$

— уменьшение полезного потока в воздушном зазоре под влиянием поперечной реакции якоря; оно может быть найдено планиметрированием площадей криволинейных треугольников S_1 и S_2, и тогда

$$\Delta\Phi = \Delta B \cdot b \cdot l = \frac{S_1 - S_2}{b \cdot A} b \cdot l, \qquad (6.22)$$

либо по формуле приближенной квадратуры

$$\Delta\Phi = \Phi_0 - \Phi_н = \Phi_0 - \frac{\Phi_{\min} + 4\Phi_0 + \Phi_{\max}}{6}$$

или

$$\Delta\Phi = \frac{(\Phi_0 - \Phi_{\min}) - (\Phi_{\max} - \Phi_0)}{6} = \frac{\Delta\Phi_{\max} - \Delta\Phi_{\min}}{6}. \qquad (6.23)$$

Окончательное выражение для дополнительной н. с. на один полюс, учитывая (6.21) и (6.23), будет

$$F_{qd}=\frac{b\cdot A}{6}\,\frac{\Delta\Phi_{max}-\Delta\Phi_{min}}{\Delta\Phi_{max}+\Delta\Phi_{min}}=\frac{b\cdot A}{6}\,\frac{\Delta B_{max}-\Delta B_{min}}{\Delta B_{max}+\Delta B_{min}}. \qquad (6.24)$$

Приведенные способы определения $\Delta\Phi$ и F_{qd} дают удовлетворительные результаты при относительно малых значениях поперечной реакции якоря ($0{,}5b\cdot A<F_{01}$).

В режиме перегрузки, который возможен как при n_{min}, так и при n_{max}, когда н. с. полюсов, расходуемая на воздушный зазор и зубцы (F_{01}), относительно мала, всегда оказывается, что $0{,}5b\cdot A\gg F_{01}$.

В этом случае изложенный способ определения размагничивающего влияния поперечной реакции якоря недостаточно точен и можно предложить следующий метод.

Строится переходная характеристика холостого хода или приближенно характеристика холостого хода (путем замены F_{01} на F_0, фиг. 6.22). Эта кривая одновременно представляет собой распределение магнитной индукции в воздушном зазоре по окружности якоря. Полюсная дуга изображается при этом отрезком $\overline{a_1b_1}$; поле под набегающим краем полюсного наконечника изменяет знак, т. е. «опрокинуто».

Величина потока измененного знака пропорциональна площади криволинейного треугольника A_1a_1O с основанием a_1O; полезный поток в воздушном зазоре с учетом влияния поперечной реакции якоря пропорционален площади $б_1Б_1В_1b_1$, которую, учитывая обозначения фиг. 6.22, можно представить в виде

$$\text{площадь } б_1Б_1В_1b_1=2F_0\frac{\Phi_{н\,min}+4\Phi_{н1}+\Phi_{н\,max}}{6}.$$

Среднее значение потока в воздушном зазоре с учетом поперечной реакции якоря определится, если разделить последнее выражение на длину полюсной дуги, которая равна $\overline{a_1b_1}=bA$, т. е.

$$\Phi_н=\frac{2F_0}{b\cdot A}\,\frac{\Phi_{н\,min}+4\Phi_{н1}+\Phi_{н\,max}}{6}. \qquad (6.25)$$

Снижение величины потока под влиянием поперечной реакции якоря в абсолютных и относительных единицах соответственно равно

$$\Delta\Phi=\Phi_0-\Phi_н=\Phi_0\left(1-\frac{1}{6F'_{я\,q}}\,\frac{\Phi_{н\,min}+4\Phi_{н1}+\Phi_{н\,max}}{\Phi_0}\right) \qquad (6.26)$$

и

$$\Delta\overset{*}{\Phi}=\frac{\Delta\Phi}{\Phi_0}=1-\frac{1}{F'_{я\,q}}\,\frac{\overset{*}{\Phi}_{н\,min}+4\overset{*}{\Phi}_{н}+\overset{*}{\Phi}_{н\,max}}{6}, \qquad (6.27)$$

где

$$F'_{я\,q}=\frac{0{,}5b\cdot A}{F_0}.$$

Пользуясь (6.26) и (6.27), можно по характеристике холостого хода построить зависимость

$$\Delta\Phi\,(\Delta\overset{*}{\Phi})=f(F'_{я\,q}).$$

Чтобы скомпенсировать влияние поперечной реакции якоря $F_{я\,q}$, необходимо усилить возбуждение на F_{qd}, так чтобы дополнительный поток от этого

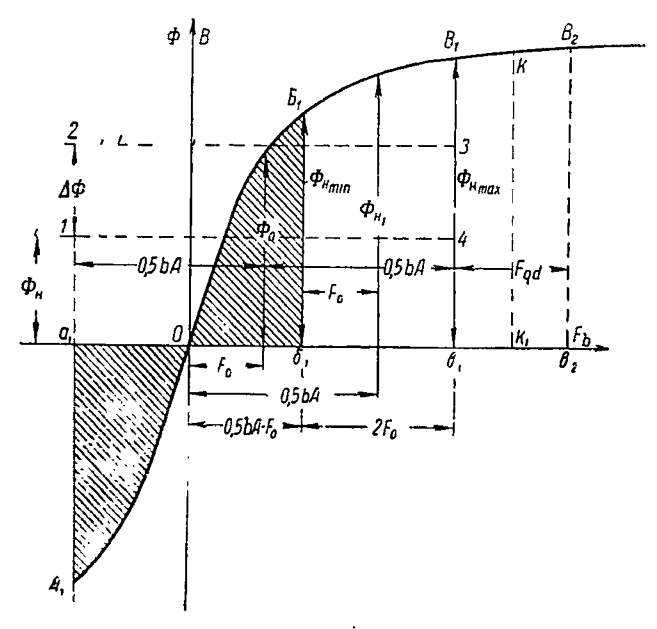
был бы равен снижению потока $\Delta\Phi$ от $F_{яq}$. Последнее удовлетворяется, если площадка $b_1B_1B_2b_2$ с основанием $\overline{b_1b_2}$ будет равна площадке $\Delta\Phi bA$, т. е.

$$\Delta\Phi \cdot b \cdot A = F_{qd}\,\frac{B_1b_1 + 4KK_1 + B_2b_2}{6} \approx F_{qd}\Phi_{н\,max},$$

откуда

$$F_{qd} \approx \frac{\Delta\Phi b \cdot A}{\Phi_{н\,max}} = bA\left(\frac{\Phi_0}{\Phi_{н\,max}} - \frac{1}{6F'_{яq}}\,\frac{\Phi_{н\,min} + 4\Phi_{н1} + \Phi_{н\,max}}{\Phi_{н\,max}}\right). \quad (6.28)$$

Размагничивающее влияние поперечной реакции якоря можно определить, пользуясь аналитическим выражением кривой холостого хода.



Фиг. 6.22. Определение F_{qd} при $0{,}5bA > F_{01}$.

Поток в воздушном зазоре при нагрузке с учетом компенсации поперечной реакции якоря должен равняться потоку при холостом ходе. Это достигается увеличением н. с. возбуждения до $F'_0 = F_0 + F_{qd}$, т. е.

$$\frac{1}{bA}\int\limits_{F'_0 - 0{,}5bA}^{F'_0 + 0{,}5bA} \Phi\, dF = \Phi_0. \quad (6.29)$$

Аппроксимируя кривую холостого хода, например, гиперболическим тангенсом вида

$$\left.\begin{aligned} \Phi &= a\,\mathrm{th}\,BF + d \\ \Phi_0 &= a\,\mathrm{th}\,BF_0 + d, \end{aligned}\right\} \quad (6.30)$$

и

можно получить после решения интеграла и сокращения постоянных a и d:

$$\left.\begin{aligned} &\frac{a}{BbA}\ln\frac{\operatorname{ch} B(F_0'+0{,}5bA)}{\operatorname{ch} B(F_0'-0{,}5bA)}+d=a\operatorname{th} BF_0+d \\ &\text{и} \\ &\ln\frac{\operatorname{ch} B(F_0'+0{,}5bA)}{\operatorname{ch} B(F_0'-0{,}5bA)}=BbA\operatorname{th} BF_0. \end{aligned}\right\} \qquad (6.31)$$

Учитывая, что

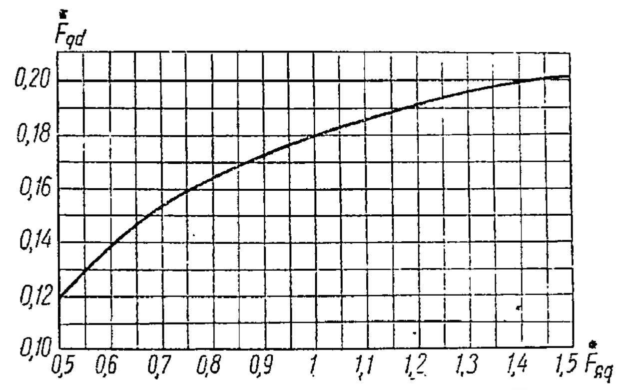
$$\operatorname{ch} x=\frac{e^{x}+e^{-x}}{2}=\frac{\exp x+\exp(-x)}{2},$$

выражение (6.31) в виде экспонент можно написать

$$\frac{\exp B(F_0'+0{,}5bA)+\exp[-B(F_0'+0{,}5bA)]}{\exp B(F_0'-0{,}5bA)+\exp[-B(F_0'-0{,}5bA)]}=$$

$$=\exp BbA\operatorname{th} BF_0=\exp K, \qquad (6.32)$$

где $K=BbA\operatorname{th} BF_0$ известно из расчета машины.



Фиг. 6.23. Размагничивающая составляющая поперечной реакции якоря в относительных единицах $\overset{*}{F}_{qd}=f(\overset{*}{F}_{я\,q})$.

Величина F_0', т. е. то значение н. с., при котором поток при нагрузке равен потоку холостого хода, после преобразований выражения (6.32) определится (см. § 6.3) как

$$F_0'=\frac{1}{2B}\ln\frac{\exp BbA(\operatorname{th} BF_0+1)-1}{\exp BbA-\exp BbA\operatorname{th} BF_0}. \qquad (6.33)$$

Таким образом, н. с. возбуждения, компенсирующая поперечную реакцию якоря, равна

$$F_{qd}=F_0'-F_0. \qquad (6.34)$$

Следует отметить, что расчет F_{qd} по характеристике холостого хода вместо переходной дает несколько преувеличенное значение.

На фиг. 6.23 приведены зависимости $\overset{*}{F}_{qd}=f(\overset{*}{F}_{я\,q})$ для нормализованной кривой холостого хода авиационного генератора. Пользуясь

этими кривыми, можно быстро и с достаточной точностью определить необходимые ампервитки для компенсации поперечной реакции якоря.

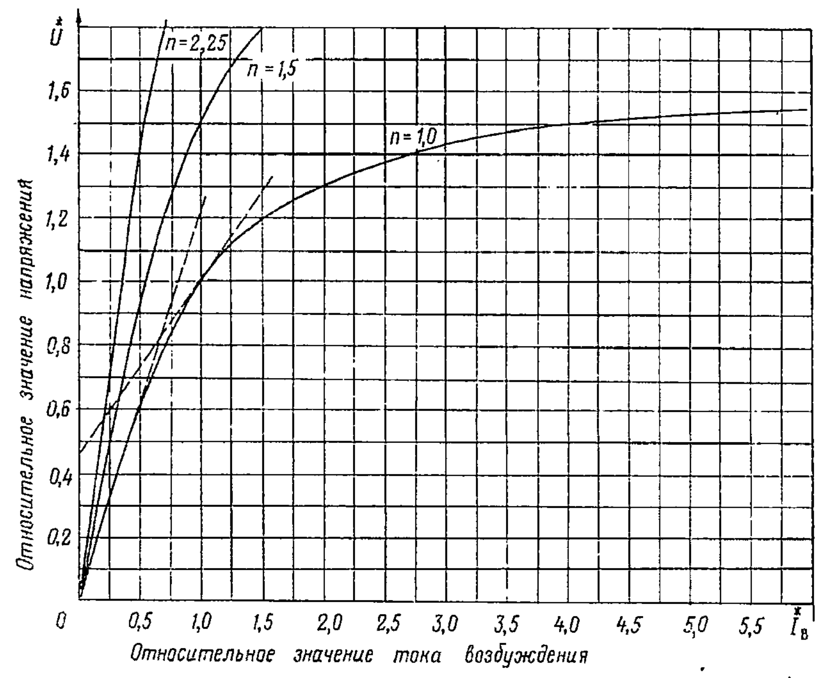
6.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ АВИАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В гл. III были изложены общие соображения, относящиеся к характеристикам генераторов постоянного и переменного тока. В данном параграфе рассматриваются особенности характеристик авиационных генераторов постоянного тока.

Характеристика холостого хода

$E=f(I_в)$ при $R_н=\infty$, $I=0$ и $n=\text{const}$.

На фиг. 6.24 приведена нормализованная относительная характеристика холостого хода авиационных генераторов постоянного



Фиг. 6.24. Нормализованная относительная характеристика холостого хода авиационных генераторов постоянного тока при различных скоростях вращения.

тока, построенная по данным испытания генераторов мощностью 3; 6; 9; 12 и 18 *квт*.

Предлагаемая относительная характеристика авиационных генераторов близка к относительной характеристике синхронных машин.

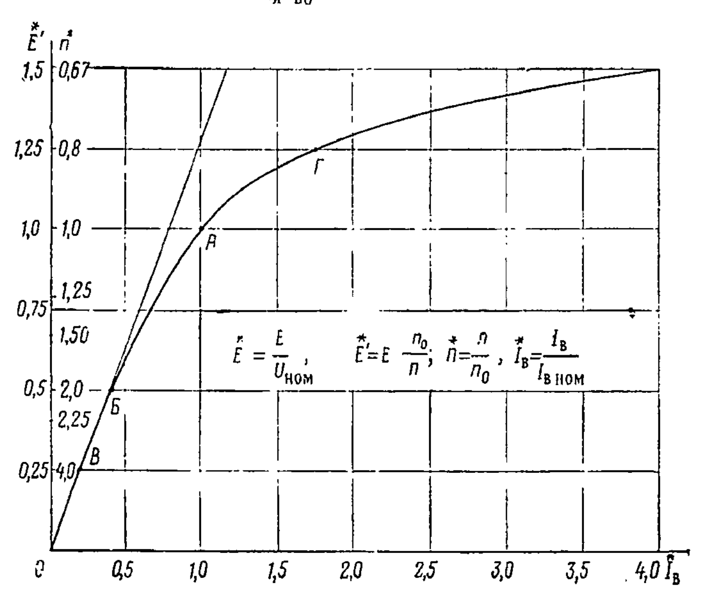
Реальные кривые холостого хода авиационных генераторов отклоняются от нормализованной на $\pm 10\%$.

При изменении скорости вращения генератора напряжение на зажимах генератора автоматически сохраняется неизменным при помощи регулятора напряжения, т. е.

$$U = E - R_я I_я = kn\Phi - R_я I_я = \text{const}.$$

При холостом ходе в машине с зависимым возбуждением

$$U = E - R_я I_{в0} \approx E = kn\Phi = \text{const}.$$



Фиг. 6. 25. Приведенная нормализованная относительная характеристика холостого хода авиационных генераторов постоянного тока.

Следовательно, при работе с регулятором напряжения поток машины изменяется обратно пропорционально изменению скорости вращения:

$$\Phi \approx \frac{U}{kn} = \frac{\text{const}}{n},$$

т. е. *степень насыщения авиационных генераторов постоянного тока, работающих при переменной скорости вращения и постоянном напряжении на зажимах, колеблется в широких пределах.*

Если повышать скорость вращения, сохраняя поток (ток возбуждения) неизменным, то возрастает напряжение, а насыщение магнитной цепи ($\Phi = E/kn = \text{const}$) машины остается при этом без изменения, так как соответственно росту скорости n изменяется и э. д. с.

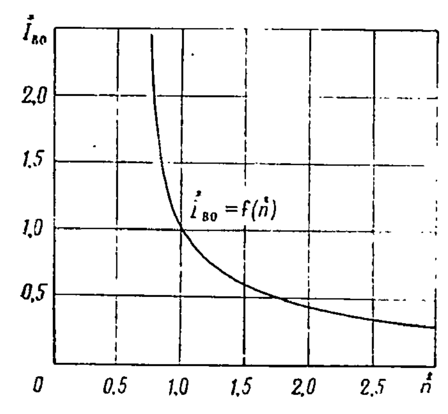
Ранее было отмечено, что для генераторов, работающих при переменной скорости вращения, можно построить семейство характеристик холостого хода, каждая из которых соответствует своей скорости вращения. Можно, однако, изобразить все семейство характеристик одной приведенной кривой фиг. 6. 25, построив зависимость

$$E' = E\frac{n_0}{n} = f(I_в).$$

Легко видеть, что в относительных единицах зависимости

$$\overset{*}{E}' = \overset{*}{E}\frac{n_0}{n} = f(\overset{*}{I}_в)$$

соответствует кривая $n=1$ на фиг. 6. 24, если за исходную скорость принять начальную скорость вращения $n_0 = n_{нач}(n_{min})$. Следовательно, эта кривая и является приведенной относительной характеристикой холостого хода при любых значениях скорости вращения.



Фиг. 6. 26. Относительное значение тока холостого хода в зависимости от скорости вращения.

При повышении скорости вращения по сравнению с исходной ($n_{нач}$) точка A, соответствующая номинальному напряжению, смещается вниз к началу координат. Каждой скорости вращения соответствует свое положение на кривой. Кривая $\overset{*}{E}' = f(\overset{*}{I}_в)$ наглядно показывает зависимость н. с. возбуждения от скорости вращения при постоянном значении напряжения.

Пользуясь приведенной нормализованной относительной характеристикой холостого хода, строят зависимость относительного значения тока возбуждения при холостом ходе от скорости вращения (фиг. 6. 26), т. е.

$$\overset{*}{I}_{в0} = f(\overset{*}{n}).$$

Анализ кривой намагничивания производится с помощью коэффициентов на основании (3. 120)÷(3. 122). В табл. 6. 2 даны значения коэффициентов k_s, $k_н$ и $k_{о.н}$ для некоторых типов авиационных генераторов постоянного тока.

Внешняя характеристика при отсутствии регулятора напряжения

$U=f(I)$ при $R_в=\text{const}$ и $I_в \neq \text{const}$ по параметру n.

В данном случае величина напряжения на зажимах генератора есть функция тока якоря и скорости вращения, т. е. $U=f(I_я, n)$.

Насыщение магнитопровода практически неизменно, так как поток остается постоянным, а напряжение растет приблизительно пропорционально увеличению скорости.

Изменение напряжения у генератора с параллельным возбуждением при неизменной скорости вращения происходит под влиянием:

а) падения напряжения в обмотке якоря, которое практически пропорционально нагрузке, и в скользящем контакте;

б) действия поперечной и продольной реакций якоря, поля дополнительных полюсов и реакции короткозамкнутых секций якоря;

в) изменения тока возбуждения $I_в$ вследствие изменения напряжения на зажимах цепи возбуждения (в машинах с независимым возбуждением $I_в = \mathrm{const}$).

Таблица 6. 2

Коэффициенты магнитной цепи

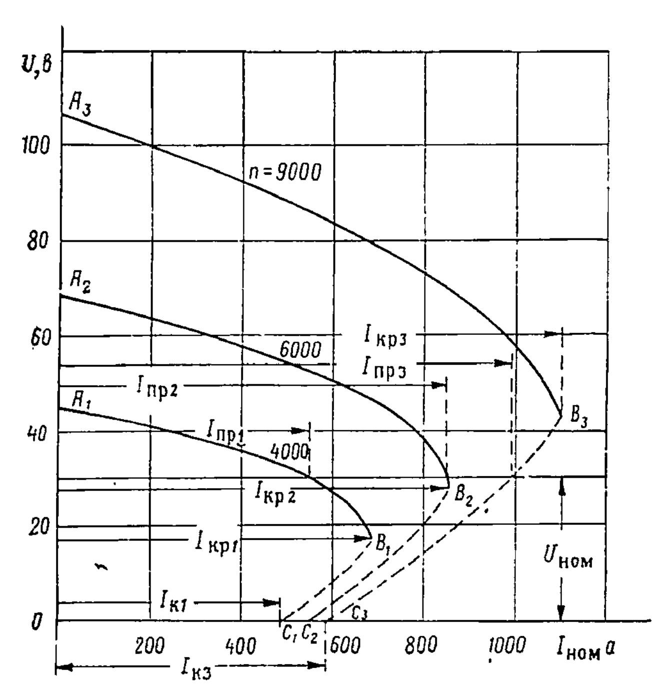
Номинальная мощность $P_{ном}$ в *квт*	Коэффициенты при $n_{нач}$			Коэффициенты при n_{max}		
	k_s	$k_{о.н}$	$k_н$	k_s	$k_{о.н}$	$k_н$
1	1,34	0,60	2,50	1,05	0,18	1,22
3	1,32	0,65	2,86	—	—	—
6	1,30	0,62	2,64	—	—	—
9	1,20	0,50	2,00	—	—	—
12	1,12	0,36	1,56	—	—	—
18	1,09	0,38	1,61	—	—	—

На фиг. 6. 27 показаны внешние характеристики генератора для трех значений скорости вращения.

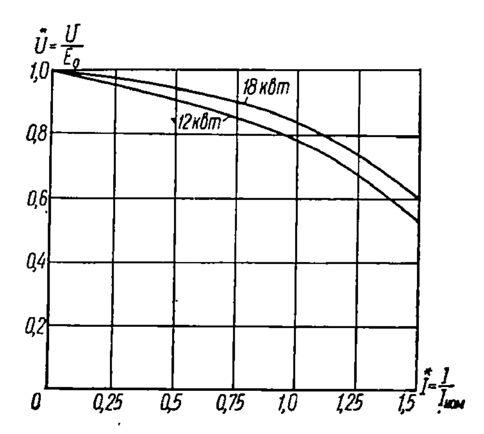
При работе без регулятора напряжения машина работает устойчиво до перегиба кривых, т. е. до значения токов нагрузки, соответствующих точкам *B*; от точек *B* до точек *C* начинается неустойчивый режим. На внешней характеристике можно отметить три предельных значения тока: номинальный, критический и короткого замыкания. Величина наибольшего значения тока при данной скорости вращения, так называемый критический ток $I_{кр}$, зависит от насыщения машины; положения щеток; условий коммутации; температуры обмоток; сопротивления цепи возбуждения.

В авиационных генераторах на величину критического тока оказывают очень большое влияние условия коммутации и температура обмоток. С возрастанием скорости вращения при том же значении тока нагрузки условия коммутации ухудшаются и искрообразование под щетками увеличивается.

При повышении степени искрения падение напряжения в переходном контакте щеток возрастает, и так как относительное значение его велико при малых значениях напряжения авиационных генераторов, это приводит к заметному снижению критического тока.



Фиг. 6.27. Естественные внешние характеристики авиационного генератора мощностью 12 *квт* при различных скоростях вращения.



Фиг. 6.28. Внешние характеристики авиационных генераторов в относительных единицах при начальной скорости вращения.

В том же направлении действует повышение величины сопротивления обмоток вследствие роста их температуры.

При увеличении скорости вращения ток $I_{кр}$ растет, в результате чего увеличивается устойчивая часть характеристики (AB).

Величина установившегося тока короткого замыкания $I_к$ обычно мала — она определяется величиной э. д. с. от остаточного магнетизма и скоростью вращения.

На фиг. 6. 28 приведены в качестве примера внешние характеристики авиационных генераторов 12 и 18 *квт* в относительных единицах.

Внешняя характеристика при работе с регулятором напряжения

В этом случае напряжение на зажимах генератора сохраняется неизменным от холостого хода до так называемого предельного значения тока нагрузки $I_{пр}$. Постоянство напряжения достигается тем, что сопротивление в цепи возбуждения автоматически изменяется соответствующим образом.

При предельном токе $I_{пр}$ сопротивление в цепи возбуждения имеет наименьшее значение, равное сумме оспротивления обмотки (холодной) возбуждения $R_{в.х}$ и наименьшего сопротивления цепи регулятора $R_{р\,min}$

$$R_{в\,min}=R_{в.\,х}+R_{р\,min}. \tag{6.35}$$

В авиационных угольных регуляторах сопротивление сжатого угольного столба, т. е. наименьшее сопротивление регулятора, равно $R_{р\,min}\approx1{,}5$ *ом* при мощности угольного столба $P_{у.с}=90$ *вт* и $R_{р\,min}\approx0{,}7$ *ом* — при $P_{у.с}=180$ *вт*.

Если уменьшить сопротивление нагрузки так, что ток якоря превзойдет значение $I_{пр}$, то регулятор перестанет поддерживать постоянство напряжения и машина начнет работать на естественной части внешней характеристики: устойчиво до точек B и неустойчиво от точек B к точкам C.

При холостом ходе наибольшее сопротивление цепи возбуждения

$$R_{в\,max}=R_{в.г}+R_{р\,max}, \tag{6.36}$$

где $R_{р\,max}$ и $R_{р\,min}$ — наибольшее и наименьшее значения сопротивления регулятора;

$R_{в.г}$ — сопротивление обмотки возбуждения (горячей).

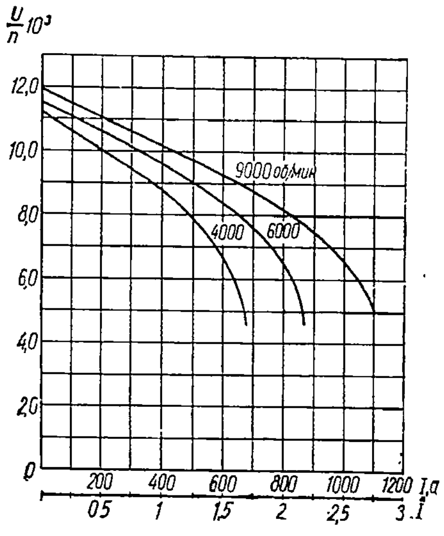
По внешней характеристике можно определить величину предельного тока генератора $I_{пр}$, которую он отдает при номинальном напряжении и заданной скорости вращения, а именно:

$$I_{пр}=\frac{U_{ном}}{R_{в\,min}}=\frac{U_{ном}}{R_{в.х}+R_{р\,min}}. \tag{6.37}$$

Величина предельного тока, а следовательно, и перегрузочная способность машины возрастают с увеличением скорости вращения, если они не ограничиваются условиями коммутации и нагревом (см. фиг. 6. 27).

У генераторов серии ГС кратность предельного тока равна примерно следующим величинам: $I_{пр}/I_{ном}=2{,}2\div2{,}5$ при $n_{min}=3800$ об/мин и $3{,}2\div3{,}6$ при $n_{max}=5900$ об/мин.

Таким образом, при увеличении скорости с 3800 до 5900 об/мин, т. е. в 1,53 раза, предельный ток возрастает примерно на 50%.



Фиг. 6. 29. Относительные внешние характеристики.

В современных авиационных генераторах мощностью 9÷18 *квт* величины кратностей ниже и при начальной скорости вращения составляют

$$\frac{I_{кр}}{I_{ном}}\approx1{,}8,\quad \frac{I_{пр}}{I_{ном}}\approx1{,}7$$

$$\text{и}\quad \frac{I_{к}}{I_{ном}}\approx1{,}2.$$

При максимальной скорости вращения (9000 об/мин)

$$\frac{I_{кр}}{I_{ном}}\approx2{,}75,\quad \frac{I_{пр}}{I_{ном}}\approx2{,}7$$

$$\text{и}\quad \frac{I_{к}}{I_{ном}}\approx1{,}45.$$

При увеличении скорости в $n_{max}/n_{min}=2{,}25$ раза критический ток возрастает примерно на 50%, предельный ток — на 60% и ток короткого замыкания — на 20%.

На фиг. 6. 29 даны типовые относительные внешние характеристики современных авиационных генераторов при различных скоростях вращения, т. е. зависимости

$$\frac{U}{n}=f(\overset{*}{I}).$$

Кривые, построенные для разных скоростей вращения, не совпадают между собой и отклонение между ними тем больше, чем выше относительное значение тока нагрузки. Это происходит вследствие того, что при колебании скорости вращения изменяются степень насыщения машины и условия коммутации, в результате чего падение напряжения в машине при том же значении тока якоря будет бо́льшим при меньшей скорости вращения. Таким образом, построе-

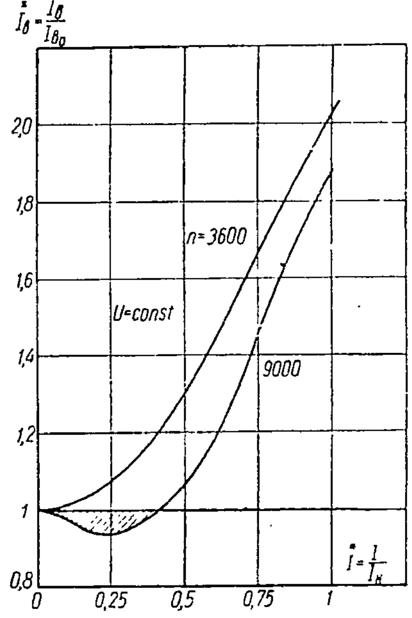
ние единой приведенной внешней характеристики для всех скоростей вращения аналогично зависимости $\overset{*}{E}'=f(\overset{*}{I}_в)$ при холостом ходе не представляется возможным.

Регулировочная характеристика

$I_в=f(I)$ по параметру n при $U=\text{const}$.

Относительные регулировочные характеристики авиационных генераторов показаны на фиг. 6. 30.

Регулировочные характеристики авиационных генераторов постоянного тока с половинным числом дополнительных полюсов имеют «провал» при максимальной скорости вращения.



Фиг. 6. 30. Регулировочные характеристики авиационного генератора с половинным числом дополнительных полюсов при различных скоростях вращения (в относительных единицах).

Если регулировочная характеристика имеет «провал» при повышенных скоростях вращения ($n_х/n_{нач}>2$), т. е. если ток возбуждения при токе нагрузки в пределах $(0{,}15\div0{,}5)I_{ном}$ снижается по сравнению с током холостого хода, то такой генератор при параллельной работе с другими генераторами или с аккумуляторной батареей неустойчив: он склонен к автоколебаниям при повышенных скоростях вращения.

Провал у регулировочной характеристики генератора при повышенной скорости вращения может возникнуть вследствие подмагничивающего действия дополнительных полюсов и коммутационных токов в короткозамкнутой секции.

В самом деле, при нижнем пределе скорости вращения, когда магнитная система насыщена, намагничивающее действие дополнительного полюса и коммутационных токов, которые пропорциональны току нагрузки, невелико по сравнению с н. с. главных полюсов. При повышенных скоростях вращения н. с. главных полюсов резко снижается, а н. с. дополнительных полюсов $F_к$ и коммутационных токов $F_{к.с}$ остаются неизменными (поток $\Phi_к$ возрастает еще вследствие снижения магнитного сопротивления цепи дополнительного полюса).

В результате относительное влияние н. с. дополнительного полюса и н. с. коммутационных токов возрастает и при малых значе-

ниях тока якоря это приводит к снижению тока возбуждения. При дальнейшем возрастании тока нагрузки н. с. возбуждения возрастает быстрее, чем $F_к$ и $F_{к.с}$, и кривая идет вверх.

Для получения устойчивой работы генератора, имеющего «провал» в регулировочной характеристике, можно использовать известные методы повышения устойчивости параллельной работы (получение искусственной устойчивости), т. е. применить уравнительные соединения между параллельно работающими генераторами или использовать стабилизирующие трансформаторы.

Однако целесообразнее повысить естественную устойчивость параллельной работы, т. е. устранить провал в регулировочной характеристике, что достигается соответствующей настройкой магнитной системы машины главных и дополнительных полюсов и применением полного числа дополнительных полюсов.

Построить единую приведенную регулировочную характеристику, пригодную для всех скоростей вращения, по соображениям, изложенным ранее, не представляется возможным; для каждой скорости вращения необходимо строить или определять экспериментально свою регулировочную характеристику.

Эксплуатационная или скоростная характеристика

$I_в = f(n)$ при $U=\text{const}$, $R_н=\text{const}$ и, следовательно, $I=\text{const}$.

Обычно эксплуатационные характеристики определяются в горячем состоянии машины при постоянном сопротивлении нагрузки и холостом ходе. На фиг. 6. 31 приведены типовые эксплуатационные характеристики авиационного генератора в рабочем диапазоне скорости вращения, т. е. от 4000 до 9000 об/мин.

Область при скоростях вращения от 0 до $n_{нч}$ называется областью самовозбуждения. В ней напряжение генератора под влиянием поля остаточного магнетизма возрастает с увеличением скорости вращения и тока возбуждения до определенного значения, после чего начинает действовать регулятор напряжения, который при дальнейшем повышении скорости вращения снижает ток возбуждения в такой степени, чтобы сохранить напряжение на зажимах генератора постоянным.

Наименьшая скорость вращения, при которой генератор может развить номинальное напряжение, называется *начальной скоростью вращения*. Различают начальную скорость вращения при холостом ходе и начальную скорость вращения при номинальной нагрузке.

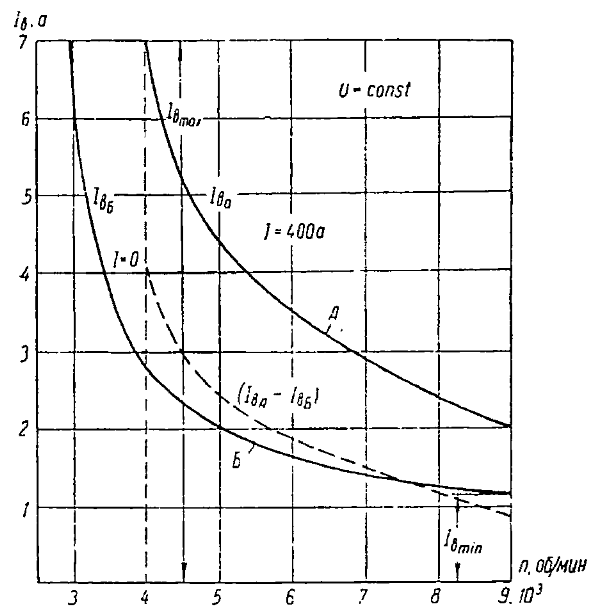
Очевидно, что начальная скорость вращения при холостом ходе ниже, чем при номинальной нагрузке.

Различают начальные скорости вращения при наличии в цепи возбуждения минимального значения сопротивления регулятора и при его отсутствии. При отсутствии сопротивления регулятора в цепи возбуждения генератор развивает номинальное напряжение или

номинальную мощность при меньшем значении начальной скорости вращения.

Обычно начальная скорость вращения без регулятора на 10÷12% ниже, чем начальная скорость вращения при включенном регуляторе.

Очевидно, практический интерес представляет начальная скорость вращения с учетом сопротивления регулятора при номинальной нагрузке. Регулятор напряжения должен обеспечить постоянство напряжения при всех номинальных режимах работы генератора, изменяя ток возбуждения в пределах от $I_{в\,max}$ при начальной скорости и номинальном токе до $I_{в\,min}$ при максимальной скорости и холостом ходе. Чем шире диапазон изменения тока возбуждения, тем шире должен быть диапазон изменения сопротивления регулятора напряжения, что усложняет задачу регулирования. Обычно $I_{в\,max}/I_{в\,min}=4{,}5\div5{,}5$ при $n_{max}/n_{min}=2{,}25$.



Фиг. 6.31. Эксплуатационная характеристика авиационного генератора.

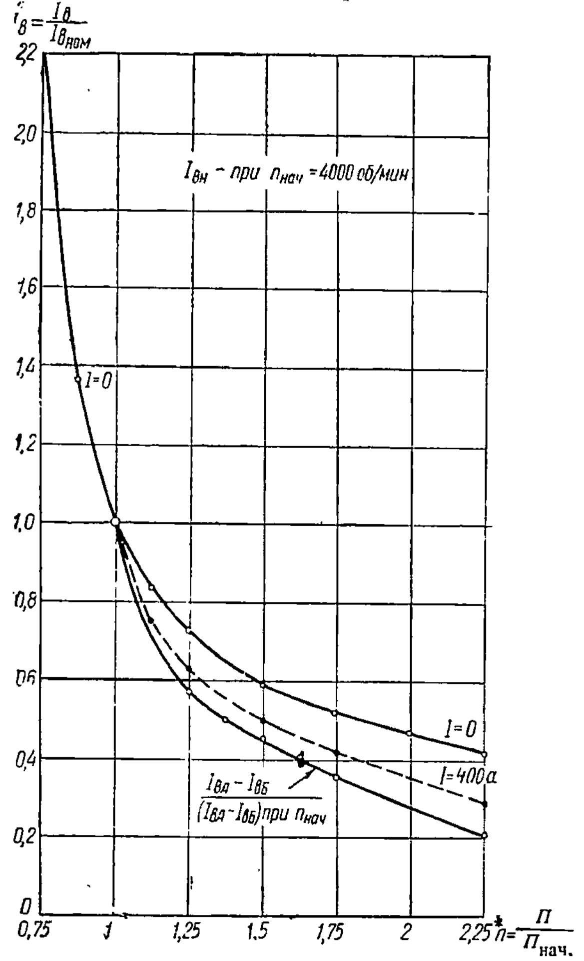
На фиг. 6.32 показаны относительные эксплуатационные характеристики при холостом ходе и при номинальной нагрузке, т. е. $\overset{*}{I}_в=f(\overset{*}{n})$ при $I=0$ и $I=400$ *а*, а также относительное значение тока возбуждения, идущего на покрытие влияния нагрузки (реакция якоря и падение напряжения в якорной цепи), т. е.

$$\frac{I_{в\,А}-I_{в\,Б}}{(I_{в\,А}-I_{в\,Б})_{при\;n=4000}}=f(\overset{*}{n}).$$

Анализ приведенных кривых приводит к следующим выводам.

1. С увеличением скорости вращения в 2,25 раза ток возбуждения уменьшается при холостом ходе примерно в 2,5 раза, а при номинальной нагрузке — примерно в 3,5 раза от первоначального значения.

2. Ток возбуждения при нагрузке снижается относительно больше, чем ток возбуждения холостого хода с увеличением скорости вращения. Это объясняется тем, что при повышении скорости вра-



Фиг. 6.32. Эксплуатационная характеристика в относительных единицах.

щения уменьшается магнитное насыщение и, следовательно, резко снижается размагничивающее действие поперечной реакции якоря.

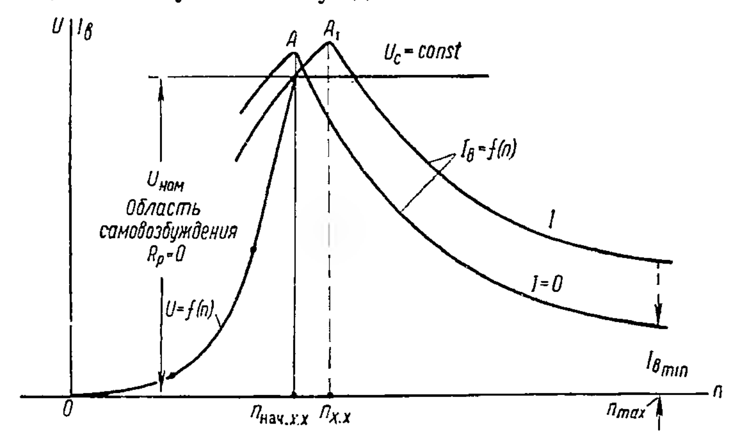
3. Ток возбуждения, идущий на покрытие падения напряжения в сопротивлении якоря и компенсации поперечной реакции якоря, с увеличением скорости вращения в 2,25 раза снижается до 20% первоначальной величины, т. е. примерно в 5 раз.

4. Резкое снижение тока возбуждения с увеличением скорости вращения имеет место в начальной части характеристик, когда насыщение магнитной системы значительно. При малых насыщениях величина тока возбуждения имеет практически линейный характер и определяется только падением магнитного потенциала в воздушном зазоре и падением напряжения в сопротивлении якоря.

Зависимость э. д. с. генератора от скорости вращения при холостом ходе

$E=U_0=f(n)$ при $R_в=\text{const}$ и $I=0$.

Характеристика представляет практический интерес для авиационных генераторов, так как является начальной частью эксплуатационной характеристики до вступления в работу регулятора напряжения, т. е. зону самовозбуждения.



Фиг. 6. 33. Зависимость э. д. с. и тока возбуждения генератора от скорости вращения.

В машинах с независимым возбуждением э. д. с. генератора при холостом ходе и щетках на нейтрали возрастает пропорционально скорости вращения, т. е. $\Phi=\text{const}$ и $E=kn\,\Phi\equiv n$.

При щетках, смещенных с нейтрали, токи в коммутирующих секциях будут оказывать влияние на основное поле машины, нарушая прямолинейный характер зависимости E от n.

В машинах с параллельным возбуждением зависимость $E=f(n)$ нелинейна, так как ток возбуждения при неизменном сопротивлении цепи возбуждения возрастает пропорционально напряжению на зажимах генератора, а э. д. с. якоря генератора с самовозбуждением при изменении скорости вращения изменяется быстрее, чем в генераторе с независимым возбуждением. В этом случае кривая $E=f(n)$ состоит из трех участков.

(фиг. 6. 33). При малых скоростях вращения э. д. с. генератора, образуемая полем остаточного магнетизма, мала и, следовательно, ток возбуждения также мал. При этом поток машины практически постоянен и э. д. с. генератора изменяется пропорционально скорости вращения, т. е. при малых скоростях вращения характеристика $E=f(n)$ имеет линейный характер.

После определенного критического значения скорости вращения влияние тока возбуждения заметно увеличивается и э. д. с. генератора резко возрастает под влиянием увеличения скорости вращения и тока возбуждения, в результате этого характеристика становится почти квадратичной.

При дальнейшем возрастании скорости вращения ток возбуждения увеличивается настолько, что начинается насыщение магнитной системы, при котором дальнейшее возрастание тока возбуждения практически не сопровождается ростом потока машины.

Аналитическое выражение характеристик

Аналитическое выражение характеристик затруднительно, так как зависимость между н. с. и индукцией, лежащей в основе всех характеристик, нелинейна. Однако в ряде случаев для обобщения исследований желательно иметь хотя бы приближенное аналитическое выражение характеристик. Для этого аппроксимируют кривую намагничивания одним из известных способов, например, гиперболическим тангенсом вида (6. 30)

$$\Phi = a \operatorname{th} BF + d,$$

где a, B и d — постоянные; $F = w_в I_в = w_в (U/R_в)$ — н. с. возбуждения на один полюс.

Постоянные a, B и d определяются из следующих соображений. При отсутствии тока возбуждения $F = 0$ и поток Φ равен остаточному потоку $\Phi_{ост}$, т. е.

$$\Phi = \Phi_{ост} = a \operatorname{th} 0 + d = d. \qquad (6.38)$$

При максимальном токе возбуждения F_{max} поток достигает своего наибольшего значения Φ_{max}, и кривая намагничивания идет почти параллельно оси абсцисс. В этом случае справедливо выражение

$$\Phi_{max} = a \operatorname{th} BF_{max} + d \approx a + d = a + \Phi_{ост}. \qquad (6.39)$$

Последнее имеет место при $\operatorname{th} BF_{max} = 1$, т. е. когда $BF \geqslant 3$, так как $\operatorname{th} 3 \approx 0{,}995$.

Следовательно, на основании (6. 39) постоянная a равна

$$a = \Phi_{max} - \Phi_{ост} \qquad (6.40)$$

и уравнение для потока будет иметь вид

$$\Phi = (\Phi_{max} - \Phi_{ост}) \operatorname{th} BF + \Phi_{ост}. \qquad (6.41)$$

Тогда уравнение характеристики холостого хода запишется как

$$E = kn\Phi = kn[\Phi_{ост} + (\Phi_{max} - \Phi_{ост}) \operatorname{th} BF] \qquad (6.42)$$

или

$$E = E_{ост} + E'_{max} \operatorname{th} BF, \qquad (6.43)$$

где $E_{ост} = kn\Phi_{ост}$ — напряжение от остаточного магнетизма;

$$E'_{max} = kna = kn(\Phi_{max} - \Phi_{ост}) = E_{max} - E_{ост}.$$

$k = (p/a_1)(N/60)\,10^{-8}$ — конструктивный коэффициент.

Если пользоваться нормализованной кривой холостого хода в относительных единицах в пределах $\overset{*}{I}_в=0 \div 3$ и пренебречь остаточным намагничиванием, то недостающий коэффициент B может быть найден следующим путем.

При $\overset{*}{I}_в=1$ и $\overset{*}{E}=1$

$$\overset{*}{E}=\overset{*}{E}_{max}\,\mathrm{th}\,BF=1.$$

Принимая $\overset{*}{E}_{max}=1{,}43$ при $\overset{*}{I}_в=3{,}0$, получают, что

$$1{,}43\,\mathrm{th}\,B=1,\quad \mathrm{th}\,B=0{,}7 \quad \text{и} \quad B=0{,}87.$$

Таким образом, уравнение нормализованной кривой холостого хода авиационного генератора будет

$$\overset{*}{E}\approx 1{,}43\,\mathrm{th}\,0{,}87\overset{*}{I}_в. \tag{6.44}$$

Выражение (6.44) может быть легко уточнено с учетом остаточного намагничивания. Аналогично можно определить коэффициенты и при других пределах изменения тока возбуждения.

Внешняя характеристика

Зависимость напряжения на зажимах генератора от тока нагрузки выражается уравнением

$$U=E-E_я=kn\Phi-R_яI_я. \tag{6.45}$$

Величина потока в воздушном зазоре Ф при произвольном положении щеток зависит от значения тока возбуждения, продольной и поперечной реакции якоря, поля дополнительных полюсов и токов в коммутирующих секциях. При независимом возбуждении машины ток возбуждения принимается постоянным, а при параллельном возбуждении постоянным сохраняется сопротивление возбуждения, а ток возбуждения $I_в=U/R_в$ оказывается функцией напряжения на зажимах машины. В последнем случае анализ значительно усложняется.

Внешняя характеристика при независимом возбуждении $I_в=\mathrm{const}$. Влияние поперечной реакции якоря учтем, используя известный метод определения дополнительных ампервитков возбуждения, компенсирующих размагничивающее действие поперечной реакции якоря.

Пользуясь обозначениями фиг. 6.19 и выражением (6.29), можно записать среднее значение потока в воздушном зазоре с учетом влияния поперечной реакции якоря как

$$\Phi=\frac{1}{bA}\int\limits_{F-0,5bA}^{F+0,5bA}\Phi\,dF$$

или с учетом (6.30)

$$\Phi=\frac{1}{bA}\int\limits_{F-0,5bA}^{F+0,5bA}[a\,\mathrm{th}\,BF+d]\,dF. \tag{6.46}$$

Учитывая, что

$$\int \mathrm{th}\,BF\,dF=\frac{1}{B}\ln\mathrm{ch}\,BF+K_1,$$

где K_1 — постоянная интегрирования, после несложных преобразований получим следующее выражение:

$$\Phi=\frac{a}{BbA}\ln\frac{\mathrm{ch}\,B(F+0{,}5bA)}{\mathrm{ch}\,B(F-0{,}5bA)}+d. \tag{6.47}$$

Если учесть продольную реакцию якоря, то

$$\Phi = \frac{a}{BbA} \ln \frac{\operatorname{ch} B (F + 0{,}5bA \mp F_d)}{\operatorname{ch} B (F - 0{,}5bA \mp F_d)} + d. \qquad (6.48)$$

В общем случае продольное поле F_d может иметь знак «минус» или «плюс». Теперь, учитывая (6.45) и (6.48), можно записать уравнение внешней характеристики, а именно:

$$U = kn \left[\frac{a}{BbA} \ln \frac{\operatorname{ch} B (F' + 0{,}5bA)}{\operatorname{ch} B (F' - 0{,}5bA)} + d \right] - R_я I_я, \qquad (6.49)$$

где для сокращения записи принято $F' = F \mp F_d$.

При полной компенсации реакции якоря или холостом ходе уравнения (6.47) и (6.49) становятся неопределенными; однако неопределенность можно раскрыть, и тогда

$$U_0 = \underset{I_я \to 0}{kn} (a \operatorname{th} BF + d) = E_0 \qquad (6.50)$$

— при холостом ходе

и

$$U = kn [a \operatorname{th} B (F \mp F_d) + d] - R_я I_я \qquad (6.51)$$

— при полной компенсации реакции якоря.

Внешняя характеристика с зависимым параллельным возбуждением. Рассматриваются два случая:

а) машина компенсирована, и поперечная реакция якоря отсутствует;

б) машина не компенсирована и поперечная реакция якоря подлежит учету.

При исследовании принимается, что щетки стоят на нейтрали, коммутация прямолинейна и число дополнительных полюсов равно числу главных.

В первом случае э. д. с. машины в зависимости от тока нагрузки исходя из (6.30) и принимая $d = \Phi_{ост} = 0$, равна

$$E = kn\Phi = kna \operatorname{th} BF = E_{max} \operatorname{th} B \frac{E - R_я I_я}{R_в} w_в, \qquad (6.52)$$

где

$$F = w_в I_в = w_в \frac{U}{R_в} = w_в \frac{E - R_я I_я}{R_в}.$$

Напряжение на зажимах генератора при этом будет

$$U = E - R_я I_я = E_{max} \operatorname{th} \mu U - R_я I_я, \qquad (6.53)$$

где $\mu = B \frac{w_в}{R_в} = \text{const}$.

Учитывая, что

$$\operatorname{th} x = \frac{e^{2x} - 1}{e^{2x} + 1} \quad \text{и} \quad e^x = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{x^k}{k!},$$

на основании (6.53) получим, что

$$U + R_я I_я = E_{max} \operatorname{th} \mu U = E_{max} \frac{e^{2\mu U} - 1}{e^{2\mu U} + 1}. \qquad (6.54)$$

В зависимости от величины $2\mu U$ и точности расчета выбирают число членов бесконечного ряда (k). При этом необходимо иметь в виду, что порядок конечного уравнения для определения напряжения U равен числу членов ряда.

Если $2\mu U<0{,}75$ и допустимая погрешность равна 10%, то можно принять $k=2$. В этом случае получают квадратное уравнение вида

$$\left.\begin{aligned} \frac{U+R_я I_я}{E_{max}} &= \frac{\mu U}{1+\mu U} \\ U^2+\alpha_1 U+\alpha_0 &= 0, \end{aligned}\right\} \tag{6.55}$$

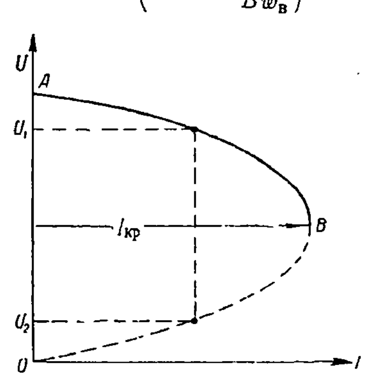
и

где

$$\alpha_1 = R_я I_я - \left(E_{max} - \frac{R_в}{Bw_в}\right) = R_я I_я - 2\gamma,$$

$$\alpha_0 = \frac{R_в R_я}{Bw_в} I_я,$$

$$\gamma = 0{,}5\left(E_{max} - \frac{R_в}{Bw_в}\right).$$



Фиг. 6.34. Внешняя характеристика авиационного генератора в относительных единицах (упрощенная).

Решение квадратного уравнения дает

$$U_{1,2} = \gamma - 0{,}5R_я I_я \pm \sqrt{(\gamma - 0{,}5R_я I_я)^2 - \frac{R_в R_я}{Bw_в} I_я}, \tag{6.56}$$

где

$$\gamma = \text{const} \quad \text{при} \quad n = \text{const}.$$

Таким образом, внешняя характеристика, т. е. зависимость $U=f(I_я)$, может быть представлена уравнением вида

$$U_{1,2} = 0{,}5\left(E_{max} - \frac{R_в}{Bw_в} - R_я I_я\right) \pm$$
$$\pm \sqrt{\frac{1}{4}\left(E_{max} - \frac{R_в}{Bw_в} - R_я I_я\right)^2 - \frac{R_в R_я}{Bw_в} I_я}. \tag{6.57}$$

Каждому значению тока нагрузки соответствуют два значения напряжения: одно из них (U_1) лежит на устойчивой части внешней характеристики, а другое (U_2) — на неустойчивой (фиг. 6.34).

Величина критического тока имеет место при

$$U_1 = U_2 = \gamma - 0{,}5R_я I_{кр} = 0{,}5\left[E_{max} - \left(R_я I_{кр} + \frac{R_в}{Bw_в}\right)\right],$$

когда подкоренное выражение равно нулю, т. е.

$$\sqrt{(\gamma - 0{,}5R_я I_{кр})^2 - \frac{R_в R_я}{Bw_в} I_{кр}} = 0,$$

$$I_{кр}^2 - 4I_{кр}\frac{\gamma + \dfrac{R_в}{Bw_в}}{R_я} + 4\frac{\gamma^2}{R_я^2} = 0$$

и

$$I_{кр} = \frac{2}{R_я}\left[\left(\gamma + \frac{R_в}{Bw_в}\right) \pm \sqrt{\left(\frac{R_в}{Bw_в}\right)^2 + 2\gamma\frac{R_в}{Rw_в}}\right]$$

или после подстановки значения $2\gamma = E_{max} - \dfrac{R_в}{Bw_в}$,

$$I_{кр} = \frac{1}{R_я}\left[E_{max} \pm 2\sqrt{E_{max}\frac{R_в}{Bw_в}}\right]. \qquad (6.58)$$

Практический интерес представляет зависимость тока нагрузки от напряжения на зажимах генератора. Уравнение (6.56) можно представить в следующем виде:

$$(U_1 - \gamma + 0{,}5R_я I_я)^2 = (\gamma - 0{,}5R_я I_я)^2 - \frac{R_я I_я}{B_1}$$

и, решив его относительно $I_я$, получить:

$$I_я = \frac{U_1}{R_я}\,\frac{E_{max} - \left(U_1 + \dfrac{1}{B_1}\right)}{U_1 + \dfrac{1}{B_1}} = \frac{U_1}{R_я}\left(\frac{E_{max}}{U_1 + \dfrac{1}{B_1}} - 1\right). \qquad (6.59)$$

Уравнения (6.55)÷(6.59) получены в предположении, что $2B_1U<0{,}75$. Если же $1<2B_1U<2$, то необходимо принимать $k=3$, и в этом случае внешняя характеристика будет представлена уравнением третьей степени в канонической форме, т. е.

$$\left.\begin{aligned} \frac{U + R_я I_я}{E_{max}} &= \frac{B_1U + (B_1U)^2}{1 + B_1U + (B_1U)^2} \\ \text{и} \quad U^3 + \alpha_2U^2 &+ \alpha_1U + \alpha_0 = 0, \end{aligned}\right\} \qquad (6.60)$$

где

$$\alpha_2 = B_1^{-1} + R_я I_я - E_{max},$$

$$\alpha_1 = B_1^{-1}(B_1^{-1} + R_я I_я - E_{max}) = B_1^{-1}\alpha_2,$$

$$\alpha_0 = B_1^{-2} R_я I_я.$$

Коэффициенты α_2, α_1 и α_0 являются функциями тока нагрузки и скорости вращения. При постоянном значении скорости внешнюю характеристику можно построить по уравнению (6.60).

В случае некомпенсированной машины при щетках, расположенных в нейтрали, прямолинейной коммутации и числе дополнительных полюсов, равном $2p$, поток в воздушном зазоре, э. д. с. и напряжение машины, учитывая (6.47) и принимая d равным нулю, будут

$$\Phi = \frac{\Phi_{max}}{BbA} \ln \frac{\operatorname{ch}[B_1(E - R_я I_я) + 0{,}5BbA]}{\operatorname{ch}[B_1(E - R_я I_я) - 0{,}5BbA]} \tag{6.61}$$

и

$$E = \frac{E_{max}}{BbA} \ln \frac{\operatorname{ch}(B_1 U + 0{,}5BbA)}{\operatorname{ch}(B_1 U - 0{,}5BbA)}, \tag{6.62}$$

где

$$B_1 = B\frac{w_в}{R_в}, \quad \Phi_{max} - \Phi_{ост} = a \approx \Phi_{max}.$$

Последнее выражение, учитывая, что $\operatorname{ch} x = 0{,}5(e^x - e^{-x})$, можно написать в виде

$$\ln \frac{e^{B_1U+\mu} + e^{-B_1U-\mu}}{e^{B_1U-\mu} + e^{-B_1U+\mu}} = \frac{2\mu U}{E_{max}} - \frac{2\mu R_я I_я}{E_{max}} = \mu_1 U - \mu_2, \tag{6.63}$$

где

$$\mu = 0{,}5BbA, \quad \mu_1 = \frac{2\mu}{E_{max}} \quad и \quad \mu_2 = \frac{2\mu R_я I_я}{E_{max}}.$$

Выделяя из (6.63) составляющие, содержащие U, я освобождаясь от логарифма, т. е. записав, что

$$\frac{A_1^2 e^{2B_1U} + 1}{e^{2B_1U} + A_1^2} = A_2 e^{\mu_1 U}, \tag{6.64}$$

где

$$A_1 = e^{\mu} = e^{0{,}5BbA} = f(I_я)$$

и

$$A_2 = e^{-\frac{BbAR_я I_я}{E_{max}}} = f(I_я^2, n),$$

можно получить:

$$A_1^2(A_2 e^{\mu_1 U} - e^{2B_1U}) + A_2 e^{(2B_1+\mu_1)U} = 1$$

или

$$A_1^2\left[A_2 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(\mu_1 U)^k}{k!} - \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(2B_1U)^k}{k!}\right] + A_2 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{[(2B_1 + \mu_1)U]^k}{k!} - 1 = 0. \tag{6.65}$$

Так как выражение $(2B_1+\mu_1)U$ обычно больше единицы, то необходимо принимать число членов бесконечного ряда не менее 4÷5.

Если принять четыре члена бесконечного ряда, то получится уравнение третьей степени в канонической форме

$$U^3 + \alpha_2 U^2 + \alpha_1 U + \alpha_0 = 0, \tag{6.66}$$

где α_2, α_1 и α_0 являются функциями тока нагрузки и скорости вращения.

Принимая n=const, можно вычислить внешнюю характеристику некомпенсированной машины с зависимым параллельным возбуждением.

Регулировочная характеристика

Решая уравнение (6.49) относительно н. с. возбуждения, получают зависимость $F=f(I_я)$ при $U=\text{const}$ и $n=\text{const}$, т. е. регулировочную характеристику.

Представляя для этой цели уравнение (6.49) в виде

$$\ln\frac{\operatorname{ch}[B(F\mp F_d+0{,}5bA)]}{\operatorname{ch}[B(F\mp F_d-0{,}5bA)]}=BbA\frac{U+R_я I_я-knd}{E'_{max}} \qquad (6.67)$$

или для сокращения записи

$$\ln\frac{\operatorname{ch}(BF'+0{,}5bAB)}{\operatorname{ch}(BF'-0{,}5bAB)}=\ln\frac{\operatorname{ch}(BF'+\mu)}{\operatorname{ch}(BF'-\mu)}=\beta, \qquad (6.68)$$

где

$$\beta=BbA\frac{U+R_я I_я-E_{ост}}{E'_{max}}=\mu_1(U+R_я I_я-E_{ост})=f(I_я \text{ и } n),$$

а также учитывая, что

$$\frac{\operatorname{ch}(BF'+\mu)}{\operatorname{ch}(BF'-\mu)}=\frac{e^{BF'}e^{\mu}+e^{-BF'}e^{-\mu}}{e^{BF'}e^{-\mu}+e^{-BF'}e^{\mu}}, \qquad (6.69)$$

и обозначив $e^{\mu}=A_1$, можно получить из (6.68), что

$$\ln\frac{A_1e^{BF'}+A_1^{-1}e^{-BF'}}{A_1^{-1}e^{BF'}+A_1e^{-BF'}}=\beta$$

или

$$\ln\frac{A_1^2e^{2BF'}+1}{e^{2BF'}+A_1^2}=\beta. \qquad (6.70)$$

Освободимся от логарифма и выделим выражение, содержащее F', т. е.

$$\frac{A_1^2e^{2BF''}+1}{e^{2BF'}+A_1^2}=e^{\beta} \qquad (6.71)$$

и

$$e^{2BF'}=\frac{A_1^2e^{\beta}-1}{A_1^2-e^{\beta}}. \qquad (6.72)$$

Логарифмируя (6.72), получим уравнение регулировочной характеристики в виде

$$F=\frac{1}{2B}\ln\frac{A_1^2e^{\beta}-1}{A_1^2-e^{\beta}}\pm F_d. \qquad (6.73)$$

Заменяя в (6.73) A_1 его значением, а также учитывая значения μ и β и переходя к записи в виде экспонент, окончательно получают:

$$F=\frac{1}{2B}\frac{\exp\left(1+\frac{U+R_я I_я-E_{ост}}{E'_{ост}}\right)BbA-1}{\exp BbA-\exp\frac{U+R_я I_я-E_{ост}}{E'_{ост}}BbA}\pm F_d. \qquad (6.74)$$

Выше было показано, что $\Phi_{ост} = d$, $\Phi_{max} - \Phi_{ост} = a$,

$$E'_{max} = kna, \quad E'_{max} = E_{max} - E_{ост},$$

$$E_{ост} = knd \quad \text{и} \quad E_{max} = kn\Phi_{max}.$$

Если пользоваться упрощенным выражением кривой холостого хода, когда принимаем $\Phi_{ост} = d = 0$, то получим

$$F = \frac{1}{2B} \ln \frac{\exp\left(\frac{U + R_я I_я}{E_{max}} BbA\right) - \exp(-BbA)}{1 - \exp\left(\frac{U + R_я I_я}{E_{max}} - 1\right) BbA} \pm F_d = I_в w_в. \quad (6.75)$$

Выражения (6.74) и (6.75) применимы для машин с самовозбуждением. Ток возбуждения в машинах с самовозбуждением равен

$$I_в = \frac{U}{R_в} = \frac{F_в}{w_в},$$

откуда, учитывая (6.75), можно определить суммарное сопротивление цепи возбуждения.

6.4. КОММУТАЦИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Предельная нагрузка коллекторных электрических машин ограничивается не только нагревом, но в ряде случаев и условием безыскровой работы скользящего контакта.

Исследование коммутации и практическое осуществление безыскровой работы машин сопряжены с большими трудностями, так как они зависят от множества различных явлений: электромагнитных, механических, физических и химических.

Влияние механических и физико-химических факторов на искрообразование особенно значительно для авиационных коллекторных машин, работающих при больших вибрациях и резко изменяющихся параметрах окружающей среды.

Проблема коммутации практически решена для коллекторных электрических машин общего применения. В то же время она требует дальнейших исследований для коллекторных машин, работающих в тяжелых условиях: авиационных машин постоянного тока при высотных и скоростных полетах, быстроходных двигателей с широким диапазоном регулирования скорости, двигателей для повторно-кратковременного режима с большим числом циклов и т. д.

Классическая теория коммутации, построенная в предположении, что сопротивление переходного контакта щеток пропорционально площади перекрытия, т. е. в переходном слое имеет место только контактная проводимость, поставлена под сомнение на основе ряда экспериментов и теоретических исследований советских авторов (М. Ф. Карасев, О. Б. Брон и др.). Однако до сих пор еще не создана общепринятая теория коммутации, которая в соот-

ветствии с последними работами дала бы инженерный метод расчета безыскровой работы коллекторных машин.

Основы классической теории коммутации были изложены в общем курсе электрических машин. В настоящей работе рассматриваются только некоторые вопросы, связанные с особенностями авиационных коллекторных машин и расчетом коммутации.

Авиационные электрические машины выполняются с целью снижения веса и размеров с высокой линейной нагрузкой, большой окружной скоростью и относительно малым воздушным зазором, что ведет к значительному искажению магнитного поля в воздушном зазоре, повышению среднего значения реактивной э. д. с. в короткозамкнутой секции ($e_р$) и большим вибрациям.

Искажение поля и связанное с этим резкое смещение физической нейтрали приводят к тому, что коммутирующая секция попадает в зону действия поля реакции якоря, которое наводит в ней э. д. с. $e_{я\,q}$, согласную с $e_р$.

Так как средние значения $e_{я\,q}$ и $e_р$ пропорциональны скорости вращения, то условия коммутации ухудшаются с повышением скорости, особенно если учесть, что при этом возрастают также вибрация и тряска.

Напомним, что в авиационных машинах удельное давление на щетку достигает 400÷700 *г/см*^{2}, т. е. оно в 2—3 раза превосходит обычно принятые удельные давления, что приводит к некоторому снижению сопротивления переходного контакта и, следовательно, увеличению тока в короткозамкнутой секции и ухудшению условий коммутации.

В авиационных электрических машинах всегда наводится трансформаторная э. д. с.

$$e_т = -\frac{d\Phi}{dt} w 10^{-8},$$

где t — время изменения потока возбуждения;

Φ — поток возбуждения главных полюсов.

Трансформаторная э. д. с. возникает в результате непрерывного изменения основного потока, что является следствием регулирования напряжения генераторов и скорости вращения двигателей.

Если учесть еще изменение параметров окружающей среды при высотных и скоростных полетах, то станет ясно, что авиационные электрические машины находятся в тяжелых коммутационных условиях.

Изложенное показывает, что вопросам коммутации должно быть уделено особое внимание при проектировании и в процессе производства машин.

Из общего курса известно, что мгновенное значение тока в короткозамкнутой секции исходя из классической теории коммутации определяется уравнением

$$i_к = 2i_я \frac{0,5-\tau}{1+K_r\tau(1-\tau)} + \frac{\sum e}{R}(1-\tau)\tau, \qquad (6.76)$$

где $\sum e = -L\frac{di}{dt} + e_{\text{к}} + e_{\text{я}\,q} + e_{\text{т}}$ — сумма э. д. с., действующих в короткозамкнутой секции;

$\tau = t/T$ — относительное время коммутации;

$K_r = (2r_{\text{к}} + r)/R$ — относительное сопротивление секции r и петушков $r_{\text{к}}$;

R — сопротивление переходного контакта;

$i_{\text{я}}$ — мгновенное значение тока в параллельной ветви обмотки якоря.

В зависимости от значения Σe различают: коммутацию *сопротивлением,* когда $\Sigma e = 0$, *замедленную* коммутацию, когда $\Sigma e < 0$, и *ускоренную* коммутацию, когда $\Sigma e > 0$.

Наиболее благоприятной является ускоренная коммутация, так как в этом случае плотность тока под сбегающим краем щетки (который в отношении вибрации находится в худших условиях, чем набегающий край) меньше и, следовательно, отрыв щетки от коллекторной пластины (разрыв цепи с самоиндукцией) происходит при меньшей плотности тока.

Принимая равномерное (линейное) изменение тока в короткозамкнутой секции (прямолинейная коммутация), определяют среднее значение реактивной э. д. с. в виде

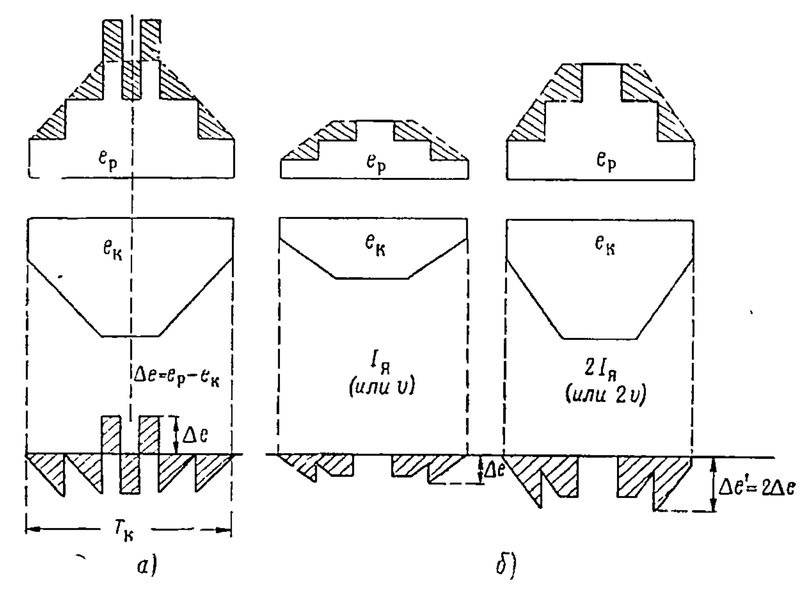
$$e_{\text{р}} = \frac{4l\lambda}{b'_{\text{щ}}} w^2 v i_{\text{я}} \equiv w^2 v i_{\text{я}}, \qquad (6.77)$$

т. е. среднее значение реактивной э. д. с. прямо пропорционально току якоря $i_{\text{я}}$, скорости вращения v и квадрату числа витков w^2 в короткозамкнутой секции.

Причина искрения на основании классической теории коммутации заключается в чрезмерной плотности тока под сбегающей частью щетки, которая имеет место в результате наложения на рабочий ток дополнительного тока $i_{\text{к}}$ от реактивной э. д. с. Как известно, в сбегающей части щетки рабочий и дополнительный токи совпадают по направлению, т. е. $i_2 = i_{\text{я}} + i_{\text{к}}$; отсюда — стремление к образованию внешней коммутирующей э. д. с. $e_{\text{к}}$, которая бы компенсировала $e_{\text{р}}$ в течение всего периода коммутации.

Очевидно, что последнее возможно лишь в случае, если кривая коммутирующей э. д. с. является зеркальным отображением кривой реактивной э. д. с. Так как последнее практически не выполнимо, то основной причиной искрения считают наличие нескомпенсированных частей $e_{\text{р}}$ ($\Delta e = e_{\text{р}} - e_{\text{к}}$ на фиг. 6.35), которые, как было установлено, возрастают с увеличением числа витков, нагрузки и скорости вращения. Отсюда — стремление ограничить величину $e_{\text{р}}$ минимально возможным значением, что ведет и к снижению Δe (ниже показано, что это не так).

Вопреки классической теории коммутации, исходящей из того, что в щеточном контакте имеет место чисто контактная проводимость, новейшие исследования установили, что в нем происходят и более сложные процессы: ионные, искровые (от вибрации контактов) и электролиз тонкого слоя влаги, оседающей на поверхности коллектора. Ток между щеткой и коллектором проходит при помо-



Фиг. 6. 35. Кривые реактивной и коммутирующей э. д. с.
а—нескомпенсированные части э. д. с.; *б*—влияние величины тока $I_я$ или скорости вращения v на величину нескомпенсированной части э. д. с. Δe.

щи контактной проводимости, ионной проводимости и электронной эмиссии.

В щетках, имеющих ток менее 3 *а*, преобладает контактная проводимость и к ним применима классическая теория коммутации.

Процессы, происходящие в щетках с током более 3 *а*, имеют в основном ионную природу и к ним классическая теория коммутации неприменима.

Природа скользящего контакта

Даже хорошо подогнанные щетки к отлично выполненному коллектору не обеспечивают полного совпадения коллектора и зеркала щетки вследствие игры щеток в щеткодержателе и неизбежного боя коллектора, различия термических коэффициентов расширения щеток и коллектора, вибрации механической конструкции.

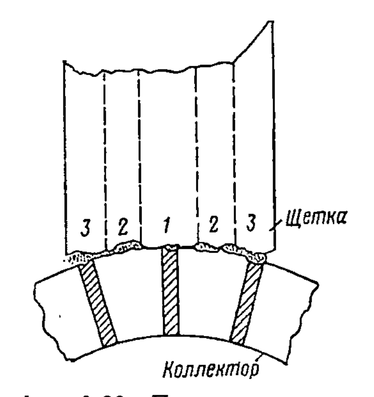
В результате, в каждый момент времени поверхность соприкосновения щетки с коллектором как бы состоит из трех частей: зоны непосредственного касания — механический контакт, зоны, запол-

ненной проводящим слоем меднографитной пыли, и зоны с тонким воздушным слоем (фиг. 6.36).

Эти зоны непрерывно изменяются как по величине, так и по месту их расположения на зеркале щетки.

Таким образом, ток через скользящий контакт проходит по трем путям: через непосредственный контакт, проводящий слой медноугольной пыли и тонкий воздушный зазор.

Плотность тока в контактных точках достигает нескольких тысяч *а/см*^{2} при средних плотностях тока в 10—30 *а/см*^{2}. В результате большой плотности тока некоторые контактные точки накаляются до красного каления, а некоторые — до белого каления. Как известно, при красном калении из анода в катод (фиг. 6.37) исходит поток положительно заряженных ионов, ускорение которых будет тем больше, чем выше напряжение, приложенное к электродам (коллектор — щетки). При белом калении, кроме того, возникает эмиссия электронов из катода.



Фиг. 6.36. Примерная схема скользящего контакта.

1—зона непосредственного контакта, 2—проводящий слой медноугольной пыли, 3—воздушный зазор.

Итак, в щеточном контакте наблюдаются термическая ионизация в точках красного каления и термическая эмиссия электронов в точках белого каления.

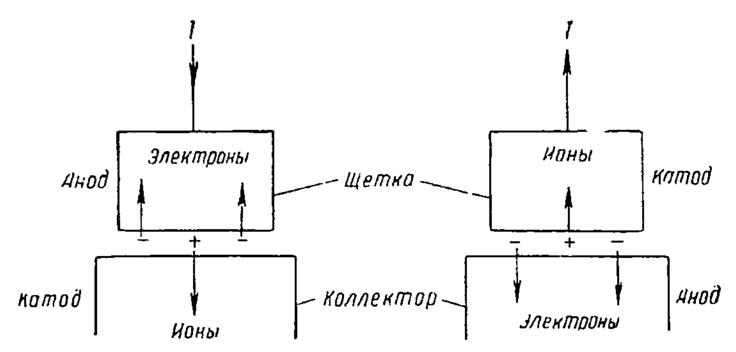
При определенной скорости (определенном напряжении) положительно заряженных ионов возникает ионизация толчком, при которой поток электронов из катода ионизирует газы, находящиеся между электродами, и образует электрическую дугу.

Перенос электричества положительно заряженными ионами сопровождается анодным испарением вещества. Так как температура испарения меди (около 2400°) ниже, чем температура испарения углерода (около 4000°), то медь испускает гораздо больше ионов, чем уголь, т. е. анодное испарение коллектора выше, чем анодное испарение щетки. Кроме того, в скользящем коллекторном контакте имеют место искровые и дуговые разряды, являющиеся следствием замыкания и размыкания коммутирующих секций.

Как известно, вибрация контакта в электрической цепи сопровождается искрами в моменты замыкания контакта и дугами — в моменты их размыкания (не видимыми при малых напряжениях).

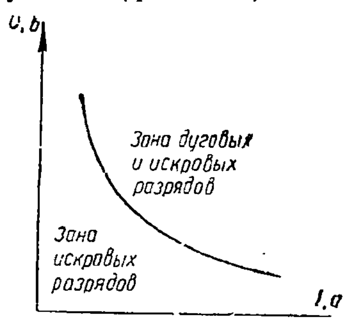
Так как размыкание контакта сопровождается дугой только тогда, когда напряжение и ток превзойдут определенное значение (фиг. 6.38), то возможны два режима и зоны: чисто искровых разрядов и искровых и дуговых разрядов. Искровой и дуговой разряды сопровождаются направленным переносом вещества.

При искровом разряде температура электродов не повышается, и вещество переносится с анода на катод, как при анодном испарении, положительно заряженными ионами. При дуговом разряде температура электродов повышается, и вещество переносится с катода на анод, термически разрушая катод.

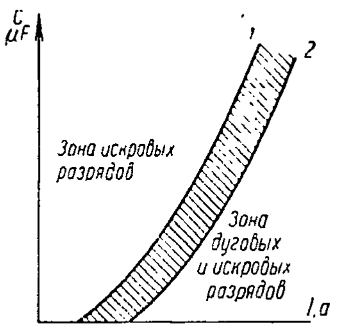


Фиг. 6.37. Направление анодного испарения и эмиссии электронов в зависимости от полярности щеток (направления тока).

Если электрическая цепь работает в зоне дугового и искрового разрядов, то возможна такая область, где перенос вещества с анода на катод искрой и с катода на анод дугой примерно равны между собой (фиг. 6.39).



Фиг. 6.38. Граница перехода от зоны искровых в зону дуговых разрядов.



Фиг. 6.39. Зона минимального износа щеток и коллектора.

Очевидно, при работе в зоне левее *1* будет происходить перенос вещества на катод, а при работе в зоне правее *2* будет преобладать перенос вещества на анод.

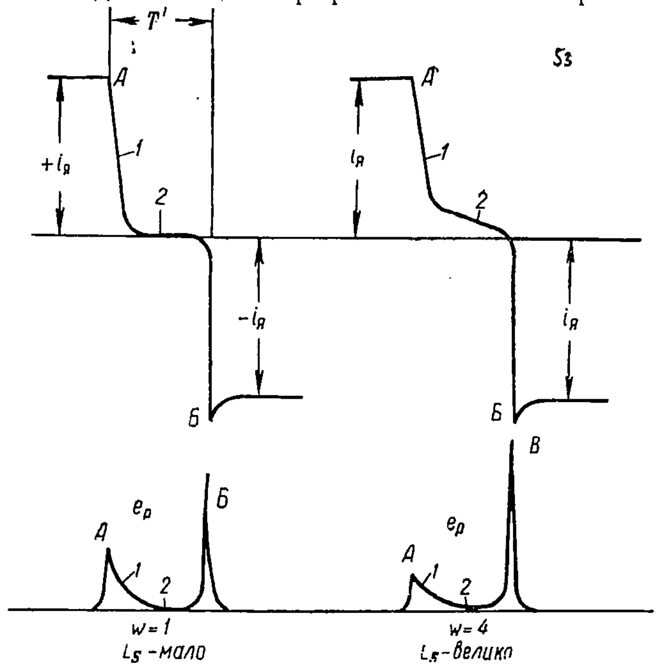
Переход от искрового к дуговому разряду в скользящем контакте зависит от многих причин, в том числе от параметров коммутационной цепи, материала щеток, свойств среды между щеткой и коллектором.

Можно утверждать, что в общем случае ток в скользящем коллекторном контакте проходит по трем параллельным путям:

с использованием контактной проводимости, анодного испарения, искрового или дугового разряда.

Согласно изложенному должен рассматриваться вопрос о наименьшем электрическом износе щеток и коллектора (зона *1—2*).

Явления, происходящие в коммутирующей секции. М. Ф. Карасев, обобщив опыты К. И. Шенфера, С. Б. Юдицкого, О. Г. Вагнера, И. С. Елохина и др., на макетах с помощью катодного осциллографа и пиковольтметра исследовал



Фиг. 6.40. Кривые тока и реактивной э. д. с. коммутирующей секции.

А—замыкание секции; *Б*—размыкание секции. *а*—малая индуктивность, $w=1$; *б*—большая индуктивность; $w=4$.

характер протекания коммутационного процесса в короткозамкнутой секции и зависимость $e_р$ от $i_я$, w, n и т. д.

Из экспериментально полученных кривых фиг. 6.40 следует: а) в коммутирующей секции нет плавного изменения тока, напряжения и сопротивления переходного контакта (r_1 и r_2), т. е. коммутация сопротивлением почти отсутствует; б) процесс коммутации в общем случае состоит из двух резко отличных явлений: быстрого спада тока до нуля в момент замыкания секции (*А*) и скачкообразного возрастания тока противоположного направления при размыкании секции (*Б*), которые сопровождаются соответствующими всплесками напряжения.

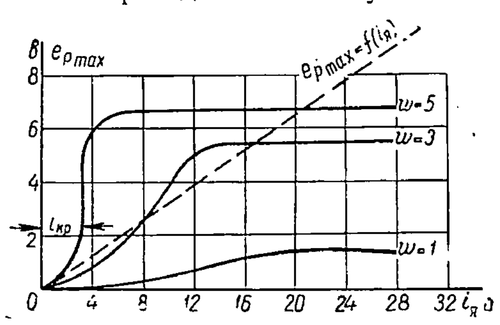
Таким образом, коммутация представляет собой не непрерывный, а скачкообразный процесс, состоящий из двух принципиально

отличных явлений, сопровождающих замыкание и размыкание секции.

Результаты опытов согласуются с физическим представлением о ионно-электронной природе скользящего контакта.

Влияние на $e_{p\,max}$ различных факторов

Влияние тока нагрузки (фиг. 6.41). Зависимость $e_{p\,max}=f(i_я)$ имеет скачкообразный характер, т. е. при малых величинах тока $e_{p\,max}$ нарастает медленно, а при некотором критическом значении тока в секции ($i_{кр}$) — резко, до предельного значения, и затем при дальнейшем увеличении тока остается постоянным. Скачкообразная зависимость $e_{p\,max}=f(i_я)$ свидетельствует о ионной природе скользящего контакта.



Фиг. 6.41. Зависимость $e_{p\,max}$ от тока нагрузки при различном числе витков коммутирующей секции и медно-графитной щетке МГ. Пунктиром показана зависимость $e_{p\,max}$ от $i_я$ по классической теории.

Резкое повышение $e_{p\,max}$ при достижении критического тока объясняется тем, что под сбегающим краем щетки образуется ионизированное пространство, и ток в секции резко изменяет свою величину, в результате чего возникает пик реактивной э. д. с. Дальнейшее увеличение тока не повышает пика реактивной э. д. с., а увеличивает лишь ширину ее основания, что свидетельствует о расширении ионизированного пространства под щеткой.

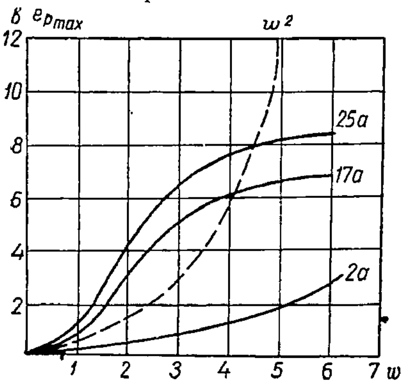
Таким образом, на участке малых, докритических токов преобладает контактная проводимость, а при достижении критического тока происходит ионизация, и контактная проводимость теряет свое значение. При токах больше критического интенсивность ионизации повышается, однако, это, как известно, не сопровождается увеличением напряжения между электродами.

Влияние числа витков. Зависимость $e_{p\,max}=f(w)$ (фиг. 6.42), вопреки классической теории, в общем виде не имеет параболического характера. При токе меньше критического (контактная проводимость) $e_{p\,max}=f(w)$ имеет параболический характер, а при токах, превосходящих $i_{кр}$, изгиб кривой $e_{p\,max}=f(w)$ резко изменяется, и при малых значениях $we_{p\,max}\equiv w$. При большом числе витков $e_{p\,max}$ почти не зависит от w.

Отмечено, что чем больше индуктивность секции L, тем при меньших значениях тока наступает нарушение «параболической» зависимости. Последнее объясняется тем, что причиной ионизации

является электромагнитная энергия секции, которая пропорциональна индуктивности, и, следовательно, при возрастании индуктивности необходим меньший ток для начала ионизации.

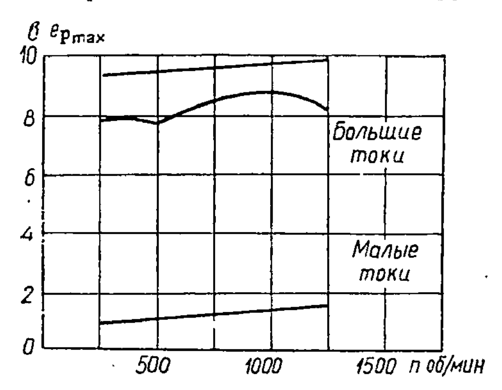
Величина $e_{p\,max}$ до некоторой степени может характеризовать искрение лишь в начальной стадии ионного процесса в щеточном контакте. Величина $e_{p\,max}$ характеризует марку щеток, а не степень их искрения. Степень искрения, его интенсивность характеризует отношение токов $i/i_{кр}$, а именно, при $i/i_{кр} \leqslant 1$ искрения нет, а при $i/i_{кр} > 1$ оно наблюдается.



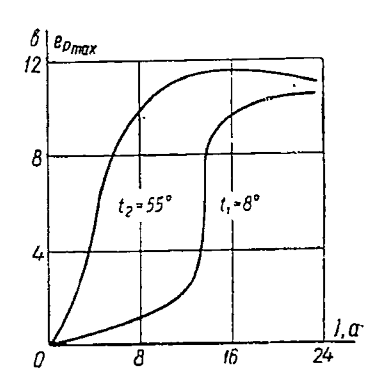
Фиг. 6.42. Зависимость $e_{p\,max}$ от числа витков в секции при неизменных n и I. Пунктиром показана зависимость $e_{p\,max}=f(w)$ по классической теории.

Влияние скорости вращения. Зависимость $e_{p\,max}=f(n)$ (фиг. 6.43) при токах меньше критического изменяется в соответствии с выводами классической теории коммутации, т. е. $e_{p\,max}=n$, а при токах, превосходящих критическое значение, когда наступает ионизация контакта, $e_{p\,max}$ почти не зависит от скорости вращения.

Влияние температуры контактного слоя (фиг. 6.44). Чем выше температура контактного слоя коллектора, тем при меньшем значений нагрузочного тока начинается ионизация в контактном слое и тем выше значение $e_{p\,max}$. Таким образом, при повышении температуры коллектора снижается значение критического тока, т. е. тока начала ионизации, и, следовательно, при



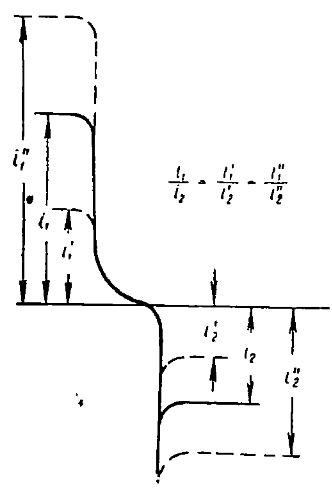
Фиг. 6.43. Зависимость $e_{p\,max}$ от скорости вращения при малом и большом значениях тока.



Фиг. 6.44. Зависимость $e_{p\,max}$ от тока нагрузки при разных температурах контактного слоя.

прочих равных условиях искрообразование наступает при меньших значениях нагрузки.

Роль дополнительных полюсов. Дополнительные полюсы в классической теории коммутации рассматриваются как устройство, предназначенное для компенсации реактивной э. д. с. При этом предполагается, что раз полученная компенсация не нарушается при изменении скорости вращения якоря; однако практически это не имеет места, так как полную компенсацию вследствие различия форм кривых $e_к$ и $e_р$ получить невозможно. Как известно, н. с. обмоток дополнительных полюсов равняется сумме н. с. якоря в коммутационной зоне и н. с., необходимой для образования потока дополнительных полюсов. Для уяснения влияния дополнительных полюсов производился ряд опытов, результаты которых приведены ниже.



Фиг. 6.45. Отношение тока в набегающей части щетки i_1 к току в сбегающей части щетки i_2 в зависимости от величины нагрузки.

Анализ осциллограмм фиг. 6.45 показывает, что в машинах с дополнительными полюсами при изменении нагрузки автоматически сохраняется неизменное токораспределение между сбегающей и набегающей частями щетки, т. е.

$$\frac{i_2}{i_1}\approx \text{const}.$$

Таким образом, *последовательное включение обмоток дополнительных полюсов обеспечивает не компенсацию реактивной э. д. с., а неизменное токораспределение между сбегающим и набегающим краями щетки.*

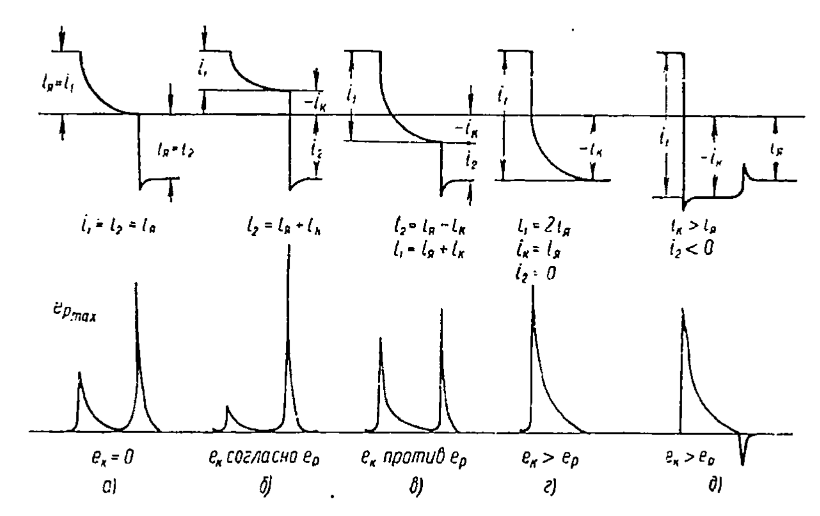
Изменяя возбуждение дополнительного полюса, можно переносить токосъем со сбегающего края щетки на набегающий и изменять токораспределение до значения, благоприятного для коммутации ($i_2\approx 0{,}6\div 0{,}7\; i_я$). Можно полностью перенести токосъем на набегающую часть щетки и даже сделать i_2 отрицательным (фиг. 6.46).

Следовательно, дополнительные полюсы осуществляют перенос значительной части токосъема к набегающему краю щетки, который работает более спокойно в отношении вибрации; автоматически регулируют заданное (благоприятное) распределение тока, т. е. отношение $i_2/i_1=\text{const}$, но не могут устранить искрения, если электромагнитная энергия секции окажется чрезмерной. Значит, причины искрения щеток не в том, что кривые $e_к$ и $e_р$ взаимно нескомпенсированы (между $e_к$ и $e_р$ нет ничего общего), а в том, что для данной марки щеток допущена чрезмерная нагрузка, и коммутация невозможна без искрения. Степень искрения зависит от режима работы

щеточного контакта в смысле распределения тока между набегающими и сбегающими частями. На основании изложенного можно сделать ряд выводов.

1. При малых нагрузках в щеточном контакте имеет место в основном контактная проводимость через точки соприкосновения.

2. При достижении критического тока сбегающий край щетки ионизируется скачком, и кривые, характеризующие коммутацию, резко изменяют свои очертания.



Фиг. 6.46. Кривые тока и реактивной э. д. с. в зависимости от степени возбуждения дополнительных полюсов (д. п.).

а) д. п. не возбуждены $e_к = 0$, коммутация замедленная; *б*) д. п. возбуждены, но $e_к$ направлено согласно с $e_р$—коммутация резко замедленная; *в*) д. п. возбуждены и $e_к$ направлено против $e_р$; *г*) д. п. перевозбуждены и $e_к > e_р$, сбегающий край щетки разгружен от тока, коммутация ускоренная; *д*) д. п. значительно перевозбуждены, реактивная э. д. с. на сбегающем крае щетки меняет знак.

3. Кривые тока и э. д. с. свидетельствуют о наличии в коммутационном процессе двух разграниченных по времени процессов — замыкания и размыкания секций, которым соответствуют спады токов и соответствующие им пики реактивного напряжения.

В реальных машинах (а не на моделях) эти процессы менее ярко выражены вследствие наложения посторонних влияний, но их всегда можно обнаружить.

4. Отмечено, что величина $e_{р\,max}$ соответствует напряжению на электрической дуге. Так как разные марки щеток имеют неодинаковое значение напряжения дуги, то и значение $e_{р\,max}$ для различных марок щеток будет разным.

5. В начале ионизации, при критическом токе, искрение незаметно. Убедиться в наличии ионизации щеточного контакта при критическом токе можно по скачкообразному изменению проводимости щеточного контакта под влиянием изменения температуры.

Опыты показывают, что заметное искрообразование под щетками возникает, если ток нагрузки в 2—3 раза превосходит критическое значение, т. е. при определенной степени интенсивности ионизации.

Можно сделать заключение, что искрообразование в скользящем контакте коллекторных машин возникает в результате интенсивного процесса ионизации, который при прочих равных условиях определяется величиной электромагнитной энергии секции.

При данном значении электромагнитной энергии секции на возникновение заметного искрообразования оказывает влияние множество факторов, снижающих величину критического тока (сорт щеток, состояние скользящей поверхности, параметры окружающей среды) и увеличивающих отношение $i/i_{кр}$, которое характеризует интенсивность ионизации.

Несовершенство исходных данных классической теории коммутации отмечено давно. Однако ввиду сложности явлений коммутации только в последнем десятилетии сформулировано новое представление о природе скользящего контакта. К сожалению, до сих пор еще нет математического решения проблемы коммутации с учетом ионных процессов в нем. Необходимо дальнейшее накопление экспериментального материала на моделях и реальных машинах. Отметим аналитическую теорию коммутации О. Г. Вагнера, исходящую из постоянства падения напряжения под щетками и теорию И. С. Елохина, исходящую из постоянства переходного сопротивления набегающего и сбегающего края щетки. Обе эти теории для частных случаев дают хорошие совпадения с данными опыта; однако они не учитывают всей совокупности явлений коммутации и не могут быть приняты как общая теория коммутации.

В дальнейшем используется классическая теория коммутации, так как она дает возможность проверить коммутацию, используя большой опытный материал.

Значительно улучшить коммутацию можно правильным выбором коммутационной зоны и коллектора, щеток и щеткодержательного устройства, геометрии активного слоя и схемы обмотки, а также применением дополнительных полюсов и компенсационных обмоток.

Зона коммутации

Зона коммутации, т. е. длина дуги по окружности якоря, на которой располагаются коммутирующие секции, определяется размерами коллектора и щеток, а также типом обмотки якоря.

Ширину зоны коммутации можно определить по уравнению

$$b_{к.з} = b'_{щ} + \tau'_{к}\left(n_s + \varepsilon - \frac{a}{p}\right), \tag{6.78}$$

где $b'_{щ} = b_{щ}(D/D_{к})$ и $\tau'_{к} = \tau_{к}(D/D_{к})$ — ширина щетки и коллекторное деление, приведенные к окружности якоря;

$\varepsilon = K/2p - y_1$ — сокращение или удлинение шага обмотки;
$n_s = K/z_п$ — число элементарных пазов в одном пазу;
$z_п$ и K — число пазов якоря и коллекторных пластин;
y_1 — шаг катушки.

Зона коммутации не должна превосходить междуполюсного расстояния, т. е.

$$b_{к.з} < \tau - b = \tau(1-\alpha) = b_{к.з} + 2t_{к.з}, \qquad (6.79)$$

где $t_{к.з}$ — расстояние между краем главного полюса и концом зоны коммутации (фиг. 6.47).

Последнее выражение можно представить в виде

$$b_{к.з} = k_{к.з}(\tau - b) = k_{к.з}(1-\alpha)\tau. \qquad (6.80)$$

При выборе допустимой ширины коммутационной зоны необходимо учесть, что увеличение отношения $k_{к.з} = b_{к.з}/(\tau - b)$, т. е. уменьшение $t_{к.з}$, приводит к ухудшению электромагнитных процессов в зоне коммутации, так как коммутирующая секция попадает в область вредного воздействия потоков рассеяния главных полюсов; уменьшение отношения $k_{к.з}$, т. е. увеличение $t_{к.з}$, благоприятно для процесса коммутации, но приводит к снижению α и соответствующему увеличению размеров и веса машины.

Оба требования взаимно противоречивы, и выбирают наибольшую ширину зоны коммутации, при которой коммутация удовлетворительна, т. е. имеет место допустимое значение потоков рассеяния главных полюсов в набегающих и сбегающих частях зоны коммутации.

В машинах общего применения расстояние между краем главного полюса и концом зоны коммутации обычно равно

$$t_{к.з} = (0{,}25 \div 0{,}35)(1-\alpha)\tau. \qquad (6.81)$$

Учитывая (6.79) и (6.81), получают

$$k_{к.з} = \frac{b_{к.з}}{\tau - b} = 1 - \frac{2t_{к.з}}{(1-\alpha)\tau} \approx 0{,}5 \div 0{,}3, \qquad (6.82)$$

т. е. коммутационная зона в машинах общего применения составляет $(50 \div 30)\%$ междуполюсного пространства, $b_{к.з} = (0{,}5—0{,}3) \times \times (\tau - b)$.

В авиационных машинах с дополнительными полюсами

$$t_{к.з} \approx (0{,}05 \div 0{,}2)(1-\alpha)\tau; \qquad (6.83)$$

следовательно,

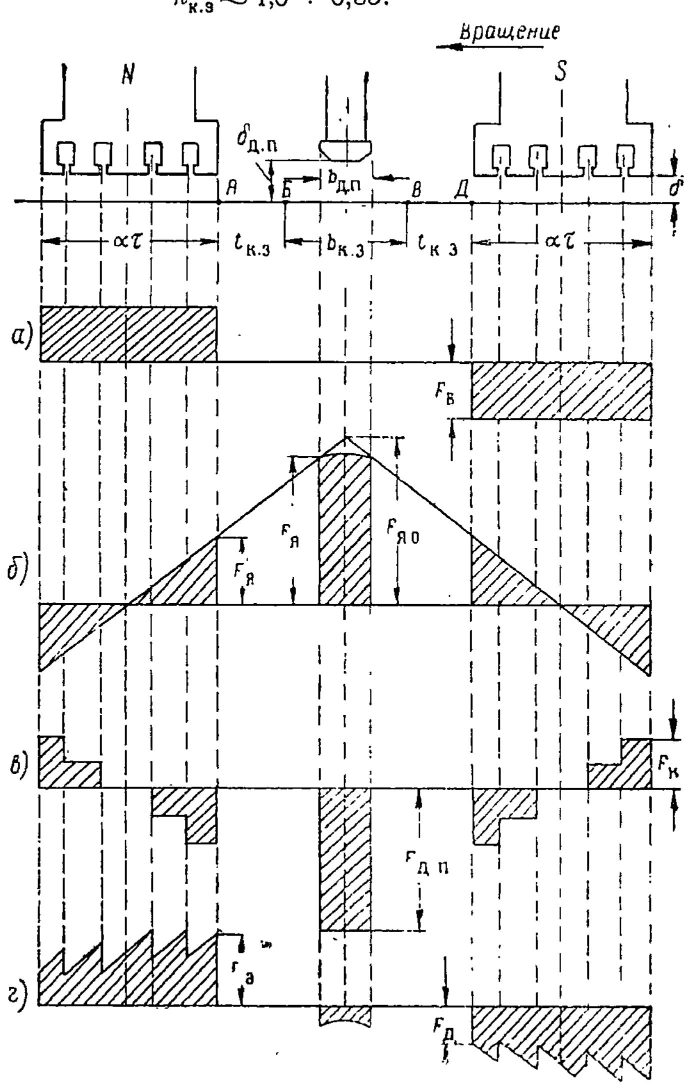
$$k_{к.з} = 1 - \frac{2t_{к.з}}{(1-\alpha)\tau} \approx 0{,}9 \div 0{,}6. \qquad (6.84)$$

При отсутствии дополнительных полюсов

$$t_{к.з} \approx (0 \div 0{,}075)(1 - \alpha)\,\tau$$

и

$$k_{к.з} \approx 1{,}0 \div 0{,}85. \tag{6.85}$$



Фиг. 6.47. Упрощенная картина н. с. авиационного компенсированного генератора.

а) н. с. главных полюсов, *б*) н. с. якоря, *в*) н. с. компенсационной обмотки и дополнительных полюсов, *г*) результирующая н. с.

Если выразить $b_{к.з}$ в долях полюсного деления, то ширина зоны коммутации у машин постоянного тока общего применения будет

равна $b_{к.з} \approx (0,1-0,15)\tau$, а в авиационных генераторах она достигает значения $b_{к.з} \approx (0,2-0,25)\tau$. Увеличение зоны коммутации у авиационных машин вызвано стремлением уменьшить длину коллектора. В самом деле, при неизменной плотности тока $j_щ = \text{const}$; под щеткой сечение ее постоянно, т. е.

$$S_щ = b_щ l_щ = \frac{I}{j_щ} = \text{const}.$$

Если $D_к$ и $\tau_к$ — неизменны, то расширение коммутационной зоны осуществимо путем увеличения $b_щ$ и, следовательно, уменьшения активной длины коллектора.

Ширина щетки и активная длина коллектора, в зависимости от величины зоны коммутации, равны

$$\left.\begin{aligned} b'_щ &= b_{к.з} - \tau'_к\left(n_s + \varepsilon - \frac{a}{p}\right) = b_{к.з} - \beta, \\ l_к &= n_к l_щ = n_к \frac{S_щ}{b_щ} = \frac{n_к S_щ}{b_{к.з} - \beta} \frac{D}{D_к}, \end{aligned}\right\} \qquad (6.86)$$

где

$$\beta = \tau'_к\left(n_s + \varepsilon - \frac{a}{p}\right) = \text{const},$$

$n_к$ — число щеток на один полюс.

Надо иметь в виду, что укорочение коллектора путем расширения зоны коммутации (увеличения $b_щ$) приводит к повышению нагрева коллектора. Действительно, перепад температуры на поверхности коллектора определяется уравнением

$$\vartheta_к = \frac{A_к}{\alpha_к},$$

где

$$A_к = \frac{P_к}{\pi D_к l'_к} = \frac{I \Delta U_щ + P_{т.к}}{\pi D_к l'_к} \ [вт/см^2] \qquad (6.87)$$

— удельный тепловой поток;

$$\alpha_к = \alpha_0 + \alpha_1 \sqrt{v_к} \ [вт/см^2\,°C] \qquad (6.88)$$

— коэффициент теплоотдачи с поверхности коллектора; здесь

$$l'_к = l_к + b n_к + a_1 \ [см] \qquad (6.89)$$

— полная длина коллектора (фиг. 6.48);

$$P_к = P_{э.к} + P_{т.к} \ [вт]$$

— полные потери на коллекторе;

$$P_{э.к} = I \Delta U_щ \ [вт]$$

— электрические потери на коллекторе;

$$P_{т.к}=9{,}81 S_к v_к P_щ \mu_щ \ [вт]$$

— потери трения щеток ($P_щ$ — давление на щетку).

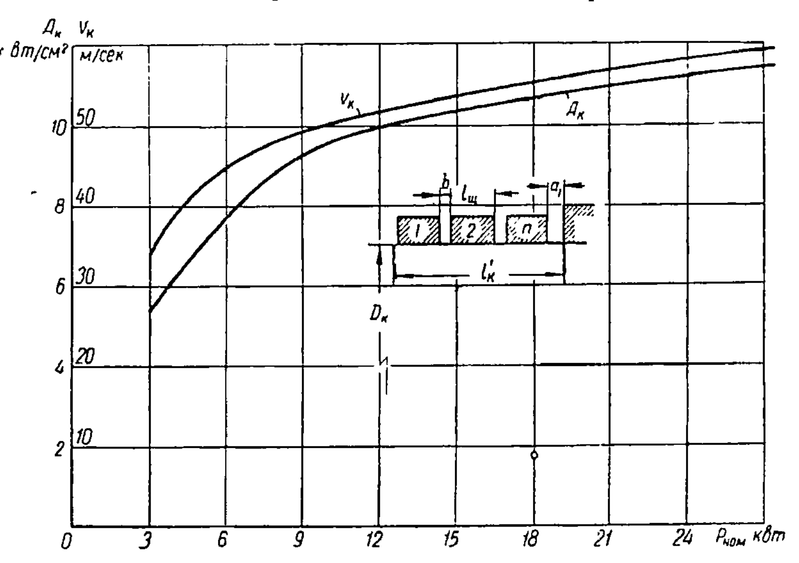
Так как $P_к$ и $\alpha_к$ при постоянных значениях $v_к$ и $D_к$ не зависят от ширины щетки, то перепад температуры на коллекторе, учитывая, что

$$l_к=n_к \frac{S_щ}{b_щ} \quad и \quad S_щ=\mathrm{const},$$

будет

$$\vartheta_к=\frac{P_к}{\pi D_к \alpha_к} \frac{b_щ}{n_к S_щ\left(1+b_щ \frac{a_1+b n_к}{n_к S_щ}\right)}, \tag{6.90}$$

т. е. возрастает с увеличением ширины щетки $b_щ$, а следовательно, и коммутационной зоны $b_{к.з}$. Таким образом, увеличение ширины коммутационной зоны ограничивается также нагревом коллектора.



Фиг. 6.48. Удельный тепловой поток $A_к$, окружная скорость $v_к$ коллекторов авиационных генераторов.

Коммутирующая секция, расположенная в зоне коммутации на дуге $\overset{\frown}{БВ}$, подвергается воздействию потоков рассеяния главных полюсов. Если в точке А (см. фиг. 6.47) действует н. с. F_A, то она образует в точке Б, где размещена набегающая часть короткозамкнутой секции, поле с индукцией

$$B_Б=1{,}25 \frac{F_A}{\sqrt{l_{к.з}^2+\delta^2}}.$$

Аналогично в сбегающей части секции (точка В) действует поле рассеяния главных полюсов $B_В$ под влиянием н. с. $F_Д$, т. е.

$$B_В = 1{,}25\frac{F_Д}{\sqrt{t^2_{к.з}+\delta^2}}.$$

Поля $B_Б$ и $B_В$ наводят в короткозамкнутой секции э. д. с., направленную согласно $e_р$ и ухудшающую условия коммутации.

Мерой степени нарушения коммутационных процессов в зоне коммутации под влиянием потоков рассеяния главных полюсов может служить отношение магнитной индукции рассеяния в зоне коммутации $B_Б$ и $B_В$ к максимальному значению индукции под дополнительным полюсом $B_{к\,max}$.

Допустимое значение отношений $B_Б/B_{к\,max}$ и $B_В/B_{к\,max}$ зависит от величины $e_р$ коммутирующей секции; качества щеток, напряжения между смежными коллекторными пластинами, жесткости конструкции и качества механической обработки.

Определение размеров коллектора

При заданном значении активной поверхности коллектора или полном сечении щеток $S_к = 2pn_кS_щ$ можно выполнить коллектор в двух вариантах: а) $D_к$ — мало, $l'_к$ — велико; б) $D_к$ — велико, $l'_к$ — мало.

В первом случае уменьшаются потери трения, так как $P_{т.к} \equiv D_к(v_к)$ и улучшаются условия коммутации. Однако при этом ухудшаются условия охлаждения, так как $\alpha_к$ зависит от $\sqrt{D_к}$, и усиливается колебание тока возбуждения, вызванное сдвигами нейтрали; которые наблюдаются во время работы. Зона коммутации $b_{к.з} \equiv D/D_к$ при этом увеличивается, так как растет отношение $D/D_к$. Последнее верно, если сохранять ширину щетки и величину коллекторного деления без изменения. Однако снижение диаметра коллектора до определенного предела может сопровождаться соответствующим уменьшением ширины щетки и ширины коллекторного деления, т. е. остается неизменным отношение $b_ш/\tau_к$. В этом случае зона коммутации, как это ясно из выражения

$$b_{к.з} = \frac{D}{D_к}\tau_к\left[\frac{b_ш}{\tau_к}+\left(n_s+\varepsilon-\frac{a}{p}\right)\right] = \frac{\pi D}{K}\left[\frac{b_ш}{\tau_к}+\left(n_s+\varepsilon-\frac{a}{p}\right)\right], \quad (6.91)$$

остается без изменения, так как

$$\pi D_к = K\tau_к, \quad D_к = \frac{K\tau_к}{\pi} \quad и \quad \frac{D_к}{\tau_к} = \frac{K}{\pi}.$$

Таким образом, $b_{к.з}$ не зависит от диаметра коллектора, если $b_ш/\tau_к = \mathrm{const}$.

Снижая диаметр коллектора, уменьшают потери на коллекторе, что особенно существенно для авиационных машин, где значение их велико. В авиационных генераторах диаметр коллектора обычно равен диаметру якоря, в то время как в машинах постоянного тока общего применения он меньше диаметра якоря.

Чем короче щетка, тем надежнее контакт отдельной щетки и лучше ее охлаждение. Число щеточных болтов всегда берут равным числу полюсов. В отличие от машин общего применения, где для уменьшения износа коллектора щетки располагают в шахматном порядке, в авиационных машинах они располагаются в один ряд для сокращения аксиальной длины коллектора.

Оптимальные размеры коллектора. Представляет практический интерес определение минимальной поверхности или минимального объема коллектора при заданном значении превышения температуры $\vartheta_к$ и активной поверхности коллектора $S_к = 2pn_кS_щ$ *см²*.

Превышение температуры коллектора можно представить уравнением

$$\vartheta_к = \frac{P_к}{S_{п.к}\alpha_к} = \frac{P_{э.к} + P_{т.к}}{\pi D_к l'_к \alpha_к}. \tag{6.92}$$

При этом полная теплоотдающая поверхность коллектора

$$S_{п.к} = \pi D_к l'_к = \frac{I\Delta U_щ + k_т v_к}{\vartheta_к(\alpha_0 + \alpha_1\sqrt{v_к})} = f(v_к). \tag{6.93}$$

Объем коллектора

$$Q_к = \frac{\pi D_к^2 l'_к}{4} = S_{п.к}\frac{D_к}{4} = \frac{P_{э.к} + P_{т.к}}{\vartheta_к \alpha_к}\,\frac{60 v_к}{4\pi n} \tag{6.94}$$

или, учитывая значение $\alpha_к$,

$$Q_к = \frac{15 v_к}{\pi n}\,\frac{I\Delta U_щ + k_т v_к}{\vartheta_к(\alpha_0 + \alpha_1\sqrt{v_к})}, \tag{6.95}$$

где

$$P_{т.к} = k_т v_к,$$

$$k_т = 9{,}81 S_к P_щ \mu_щ \approx 19{,}6 pn_к S_щ P_щ \mu_щ,$$

$$v_к = \frac{\pi D_к n}{60},$$

$$\alpha_к = \alpha_0 + \alpha_1\sqrt{v_к}.$$

Взяв производную от (6.93) по $v_к$, можно получить значения скорости и диаметра коллектора, при которых значение $S_{п.к}$ минимально, а взяв производную от (6.95) по $v_к$ и считая $n = \mathrm{const}$, можно найти значения скорости и диаметра коллектора, при которых объем коллектора минимален (предполагая, что возрастание $v_к$ происходит путем увеличения $D_к$).

Плотность тока под щеткой

Допустимая плотность тока под щетками определяется из условий нагрева щетки и коллектора.

Подставив в (6.92) значения активной поверхности коллектора и тока якоря, т. е. $S_к = 2pl_к b_щ$ и $I = pl_к b_щ j_щ$; получают

$$\vartheta = \frac{9{,}81 v_к (2pl_к b_щ) P_щ \mu_щ + \Delta U_щ (pl_к b_щ) j_щ}{\pi D_к l'_к \alpha_к}, \qquad (6.96)$$

откуда плотность тока в щетке, учитывая, что $\alpha_к = \alpha_0 + \alpha_1 \sqrt{v_к}$ равна

$$j_щ = \frac{v_к}{\Delta U_щ}\left(\frac{\pi D_к}{2p} \frac{l'_к}{l_к} \frac{2\vartheta_к}{b_щ} \frac{\alpha_0 + \alpha_1 \sqrt{v_к}}{v_к} - 19{,}62 P_щ \mu_щ\right)$$

или

$$j_щ = \frac{v_к}{\Delta U_щ}\left[\frac{60}{pn} \frac{l'_к}{l_к} \frac{\vartheta_к}{b_щ}\left(\alpha_0 + \alpha_1 \sqrt{v_к}\right) - 19{,}62 P_щ \mu_щ\right]. \qquad (6.97)$$

Таким образом, допустимая плотность тока под щетками возрастает с увеличением допустимого превышения температуры $\vartheta_к$, окружной скорости коллектора $v_к$ и отношения $l'_к/l_к$, а также с уменьшением ширины щетки, давления на щетку $P_щ$ и падения напряжения в скользящем контакте $\Delta U_щ$.

6.5. СКОЛЬЗЯЩИЙ КОНТАКТ В ВЫСОТНЫХ УСЛОВИЯХ

Состояние скользящего контакта между щеткой и коллектором определяет надежность работы коллекторной машины.

Угольная щетка широко используется в электромашиностроении вследствие того, что она обладает двумя замечательными свойствами: низким коэффициентом трения и малым контактным сопротивлением. Металлы, обладающие малым контактным сопротивлением, не могут быть применены без смазки, а все виды смазки, за исключением графита, являются плохими проводниками и нарушают контакт.

Щетки могут быть выполнены практически любой формы и в любом сочетании с порошкообразным металлом, что позволяет выполнять их с различными характеристиками и применять в разнообразных условиях. В обычных условиях работы на уровне моря щетки изнашиваются относительно медленно вследствие электрических и механических причин. Износ вследствие явления коммутации имеет большее значение, чем механические причины. Последнее подтверждается тем, что износ щеток на коллекторе происходит значительно интенсивнее, чем на контактных кольцах.

Щетки авиационных электрических машин должны обеспечивать практически «темную» коммутацию ($1\frac{1}{4}$ балла) при всех режимах номинальной работы с учетом изменения температуры, давления, влажности и состава воздуха; обладать относительно низкими потерями при высоких окружных скоростях вращения коллектора; иметь незначительный износ при высотных полетах; выдерживать интенсивную вибрацию от авиадвигателя.

Этим требованиям удовлетворяют электрографированные щетки марки А, применяемые в генераторах серии ГС мощностью 0,35÷1,5 *квт*, и высотные, меднографитные щетки марки МГС, применяемые в серии мощных генераторов. Основные параметры этих щеток приведены в табл. 6. 3.

Таблица 6.3

Основные параметры щеток для авиационных электрических машин

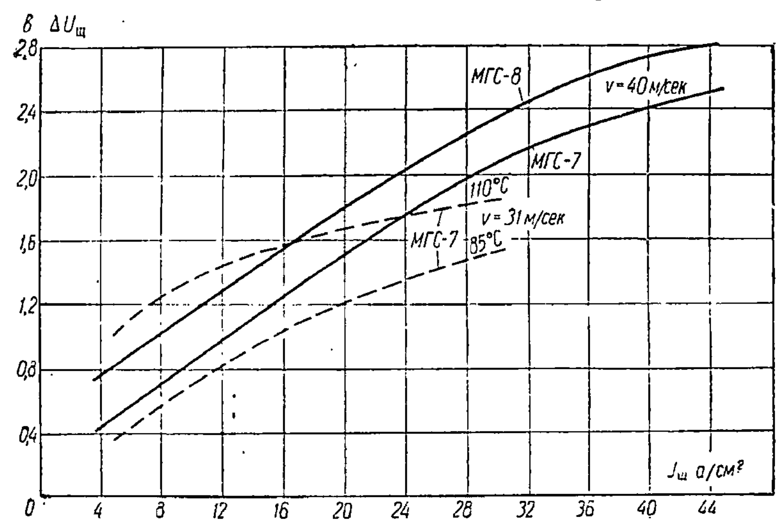
Обозначение	Плотность тока $j_щ$ в *а/см²*	Давление на щетку $P_щ$ в *г*	Скорость коллектора $v_к$ в *м/сек*	Падение напряжения $\Delta U_щ$ в *в*	Удельное сопротивление ρ, *ом/мм²*	Коэффициент трения $\mu_щ$	Износ за 50 час. *мм*	Твердость по Шору
МГС-6	15	250	15	2,0	3—15	0,25	0,25	—
МГС-7	27	600	55	1,6—2,4	3—10	0,20	0,35	14÷25
МГС-8	28	600	55	2,0—2,8	6—16	0,20	0,50	11÷21
МГС-12	—	—	—	1,0	Не более 5	0,16	0,50	15÷25
А-8	15	250	15	0,7—1,7	2,5—10,5	0,20	0,20	26÷35
А-12	24	600	15	1,6	2,5—10,5	0,17	0,25	—
А-16	15	400	40	2,3	24—40	0,25	0,15	40÷60
А-29	24	500	40	3,5	10—17	0,22	0,20	—

На фиг. 6. 49 показана вольтамперная характеристика щеток МГС.

Очевидно, чем круче вольтамперная характеристика щетки, тем в более широком диапазоне плотностей тока под щеткой сохраняется постоянство падения напряжения, тем спокойнее коммутация машины. Величина падения напряжения или сопротивление переходного контакта зависит от удельного давления на щетку, параметров окружающей среды и условий коммутации.

При увеличении удельного сопротивления на щетку падение напряжения снижается. С увеличением высоты полета сопротивление переходного контакта и переходное падение напряжения возрастают и при высотах порядка 20 *км* имеют примерно (при рабочих плотностях тока) двойные значения по сравнению с наземными.

Конструкция щеток. Обычно токоведущий выводной щеточный канатик крепится к щетке при помощи специального пистона или припаивается. В условиях высокой температуры применение пайки не надежно, а применение пистона без пайки дает значительное увеличение переходного сопротивления между щеткой и вывод-



Фиг. 6.49. Вольтамперная характеристика высотных щеток МГС. Пунктир — опытные кривые при $v=31$ *м/сек*; сплошные кривые — по средним данным при $v=40$ *м/сек*.

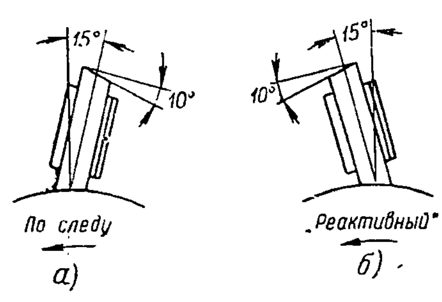
ным щеточным канатиком, что вызывает дополнительный нагрев щетки. Кроме того, такое крепление ненадежно в условиях вибрации.

В авиационных щетках оправдалось крепление в виде «конопатки», состоящее в том, что щеточный канатик закладывается в просверленное и нарезанное отверстие щетки, после чего свободное пространство между щеткой и канатиком заполняется под давлением меднографитной пылью с содержанием серебра до 30%.

Установка щеток. При двустороннем вращении щетки устанавливаются радиально, а при одностороннем — наклонно к направлению вращения коллектора. Щетки работают более устойчиво, если их расположить под углом к коллектору. При этом силы трения, возникающие между щеткой и коллектором, снижают силу, с которой пружина прижимает щетку к обойме. В итоге имеет место более спокойная работа контакта и снижаются потери на трение щетки в обойме.

Возможны два варианта расположения щеток, как это показано на фиг. 6.50: с наклоном по направлению вращения — «по следу», с наклоном против направления вращения — «против следа». Второй тип расположения щеток и соответствующий ему щеткодержатель называются *реактивными*.

Назначение скоса щетки на 10° состоит в том, чтобы образовать составляющую силу в направлении вращения от давления щеточной пружины. При этом щеткодержатель с передней (набегающей) стороны обоймы создает демпфер, прижимая щетку к коллектору и обойме. Как показал опыт, расположение щетки «по следу» обеспечивает более устойчивую коммутацию с изменением скорости вращения. При реактивном щеткодержателе с увеличением скорости вращения наблюдается тенденция к увеличению тока на набегающем крае щетки.



Фиг. 6.50. Расположение щеток на коллекторе.

а—по следу, *б*—против следа.

В машинах, предназначенных для работы с переменным направлением вращения, приходится устанавливать щетки радиально к коллектору.

Щеткодержатель. Для хорошей коммутации важную роль играет правильная конструкция щеткодержателя. Неудачная конструкция щеткодержателя приводит к вибрации щеток, вызывающей искрение.

На фиг. 6.8 и 6.10 приведены некоторые конструкции щеткодержателей, применяемых для различных авиационных электрических машин.

Во всех случаях необходимо следить, чтобы зазор между щеткой и обоймой не превосходил 0,2—0,3 *мм*, и биение коллектора — не более 0,02—0,03 *мм*.

Скользящий коллекторный контакт в высотных условиях. При высотных полетах ($H>6$ *км*) происходит повышенный износ обычных угольных щеток и сильное срабатывание коллектора. При высотах $H>6$ *км* полный износ щеток наблюдается в течение 7 час., а при $H>10$ *км* — в течение $1\div3$ час. Рабочая длина щетки при этом изнашивается за $(30\div60)$ мин.

Повышенный износ щеток сопровождается усиленным искрообразованием, громким шумом трения, интенсивным выделением угольной пыли и, наконец, выходом из строя генератора; последнее приводит к быстрому истощению аккумулятора, обесточению электросистемы летательного аппарата и необходимости идти на посадку, так как замена щеток в полете невозможна.

Причины быстрого износа щеток заключаются в повышении коэффициента трения между щеткой и коллектором, который зависит

от весового содержания влаги и кислорода в атмосфере, а также от температуры щеток. Чем ниже содержание влаги и кислорода и чем выше температура щеток, тем больше коэффициент трения и быстрее износ щеток.

Основной причиной быстрого износа щеток является недостаток влаги в воздухе на больших высотах.

Между щеткой и коллектором имеется промежуточный слой — водяная и газовая оболочка,— который играет роль смазки во время работы. Обычно на поверхности коллектора после некоторого времени работы образуется темный налет в виде пленки толщиной 0,05—0,06 *мк* из окиси меди и графита, которую в эксплуатации называют «политурой».

Окись меди образуется в результате соединения меди с кислородом, а слой графита — за счет переноса материала щетки. Поверхностная пленка поглощает пары воды и кислород из воздуха, образуя водно-газовую оболочку, которая играет роль смазки между щетками и коллектором. Таким образом, имеет место полужидкостное трение, при котором коэффициент трения и износ щеток невелики. Важным элементом смазочного слоя является влага, которая практически отсутствует на больших высотах, так как с высотой количество насыщенного водяного пара в атмосфере резко уменьшается: на высоте 6 *км* количество влаги примерно в 15 раз, а на высоте 10 *км* примерно в 360 раз меньше, чем на уровне моря.

Как показали исследования, износ щеток на высоте до 3 *км* (где количество водяных паров составляет около 3,25 $г/м^3$ и их давление равно 3 *мм* рт. ст.) доходит до 1,0 *мм* за 100 час., что вполне допустимо. При уменьшении количества водяных паров, т. е. снижении их давления ниже 3 *мм* рт. ст., износ щеток резко возрастает, и на высотах более 6 *км*, где содержание влаги в атмосфере резко снижается, износ щеток достигает недопустимых значений.

Так, на высотах порядка 6÷8 *км* износ щеток достигает (5—10) *мм* в час и коллектор срабатывается на 0,1 *мм* в час, а на высотах более 8—9 *км*, где влага в атмосфере практически отсутствует, износ щеток достигает 22 *мм*. Очевидно, в этих условиях генератор быстро выходит из строя.

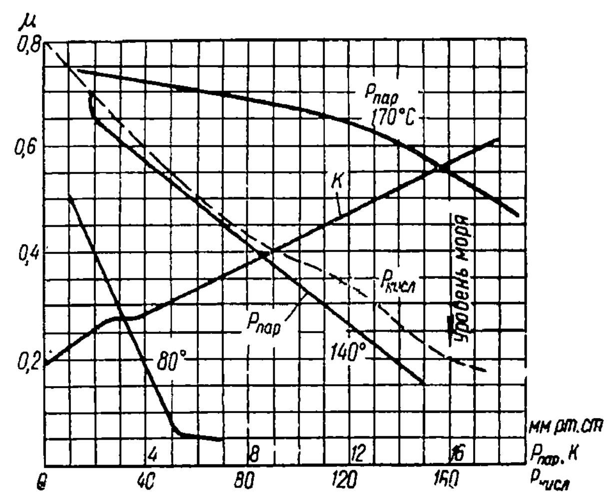
На фиг. 6. 51 показано влияние на коэффициент трения давления насыщенных паров воды при различных температурах щеток.

Анализ данных показывает, что с увеличением температуры коэффициент трения значительно возрастает при неизменном значении давления насыщенных паров воды. При больших температурах коэффициент трения меньше зависит от содержания пара в атмосфере, т. е. при высокой температуре коэффициент трения даже при значительном количестве пара будет высок. При давлении паров воды более 5 *мм* рт. ст. и $t_щ=80°$ щетки практически не изнашиваются.

Здесь же показано влияние давления сухого кислорода на коэффициент трения щеток; при работе щеток в атмосфере сухого кис-

лорода коэффициент трения возрастет с 0,15—0,2 при давлении порядка 160 *мм* (на уровне моря) до 0,75 при давлении 10 *мм* (высота 24 *км*).

Износ щеток *К* в атмосфере сухого кислорода давлением 160 *мм* рт. ст. (что соответствует наземным условиям) достаточно велик (0,5 *мм* в час). При давлениях 120 *мм* (1÷2 *км*) и ниже износ щеток становится недопустимым. При давлении сухого кислорода в 20 *мм* рт. ст. ($H \approx 15$ *км*) коэффициент трения возрастает примерно в 3 раза, а износ щеток — примерно в 30 раз по сравнению с наземными условиями. Приведенные данные показывают, что содержание кислорода в атмосфере оказывает заметное влияние на



Фиг. 6.51. Зависимость коэффициента трения медноугольных щеток от давления паров воды и кислорода. Давление на пружину $R_{щ}$ =770 *г/см²*; *К*—износ щеток в атмосфере сухого кислорода.

коэффициент трения и износ щеток. Однако поддержание постоянного давления сухого кислорода (160 *мм* рт. ст.) не обеспечивает надежной работы скользящего контакта.

Итак, на высоте $H>6$ *км* перестают действовать водяная и газовая оболочки на поверхности коллектора, которые снижают трение. При отсутствии смазывающей оболочки между коллектором и щетками трение между несмазанными поверхностями многократно возрастает, износ щеток достигает 5÷10 *мм* в час вместо 0,1÷0,5 *мм* за 50 час., а коллектор срабатывается на 0,05÷0,1 *мм* в час.

Как показали исследования в барокамере, оболочка исчезает тем быстрее, чем меньше атмосферное давление, больше скорость охлаждающего воздуха и выше температура коллектора.

Температура коллектора обусловлена потерями коллектора от трения и в переходном контакте.

При повышении износа щеток потери трения возрастают в 3÷4 раза, что приводит к возрастанию температуры коллектора, а следовательно, и к повышенному износу щеток. В результате пропадает «оболочка» и отшлифовывается слой окиси на коллекторе. Образование этого слоя на высоте происходит значительно медленнее, чем на земле.

Уничтожение слоя окиси — политуры приводит к снижению сопротивления переходного контакта между щеткой и коллектором. На контактные кольца это влияет положительно, так как потери в переходном контакте снижаются, а на коллектор — отрицательно, так как повышаются коммутационные токи, следовательно, ухудшается коммутация и потери в контакте могут стать больше, чем на земле. Последнее всегда имеет место в авиационных генераторах.

Таким образом, ухудшение коммутации на высоте является следствием большого износа щеток, а не его причиной, как это предполагалось раньше. Очевидно, ухудшение коммутации также способствует дальнейшему износу щеток.

При большом износе щеток создаются условия для дальнейшего роста износа за счет повышения температуры коллектора и ухудшения коммутации.

Снижение износа щеток может быть достигнуто улучшением смазки между коллектором и щеткой путем применения щеток, пропитанных специальным составом, длительно сохраняющимся при температуре до 150—300°; снижением температуры коллектора и щеток путем улучшения вентиляции машины и коммутации, снижения нагрузок на щетки — «токовой» и давления (при этом обдувание контактной поверхности коллектора усиливать не рекомендуется); улучшением смазки коллектора увлажнением воздуха.

Пропитка щеток жиром увеличивает срок их службы в 100 раз, доводя его до сотен часов.

Высотные щетки должны быть пропитаны таким теплостойким веществом, которое способно образовать смазывающий слой в высотных условиях. В качестве пропитывающих веществ применяли иодистый цинк и иодистый свинец. Эти вещества обеспечивали нормальный износ щеток, но они недостаточно теплоустойчивы. Удовлетворительно работают графитовые щетки с примесью сернокислого кальция или окиси бария. Хорошо показали себя щетки из графита, меди и серы, спрессованных давлением 60—70 *кг/см*^{2}.

Большой износ щеток был обнаружен только на генераторах. В двигателях и преобразователях он не имел места, так как там тепловые нагрузки и длительность работы ниже (однако на больших высотах проблема высотности щеток станет актуальной и для этих машин).

Увлажнение охлаждающего воздуха улучшает условия работы щеток. Однако при большом количестве влаги на коллекторе между

щеткой и коллектором образуется водяная прослойка и трение становится жидкостным. В последнем случае коэффициент трения мал, а падение под щетками резко возрастает, так как водяная пленка является диэлектриком и она будет повышать сопротивление переходного контакта.

Таким образом, существует оптимальное количество влаги, при котором обеспечивается хорошая коммутация на коллекторе. Последнее соображение имеет важное значение при охлаждении машины впрыском воды в поток охлаждающего воздуха.

6.6. ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ПОЛЮСЫ И КОМПЕНСАЦИОННЫЕ ОБМОТКИ

В авиационных машинах постоянного тока, имеющих «опрокидывание» поля, образование коммутирующего поля сдвигом щеток практически исключено, так как при этом короткозамкнутая секция попадает в поле реакции якоря, которое превосходит коммутирующее поле, и условия коммутации ухудшаются. Кроме того, возникает продольно-составляющая размагничивающая реакция якоря, что требует увеличения объема обмотки возбуждения и снижает пусковые свойства электродвигателей.

В двигателях, работающих при постоянной нагрузке и не имеющих опрокидывания поля, можно улучшать коммутацию сдвигом щеток против направления вращения якоря. Однако в авиационных машинах постоянного тока мощностью 3 *квт* и более необходимо применять дополнительные полюсы.

Как было сказано выше, число дополнительных полюсов равно половинному или целому числу главных полюсов, а их длина обычно равна длине главных полюсов.

Применение дополнительных полюсов позволяет повысить линейную нагрузку машины и величину $e_р$, что в конечном итоге снижает вес и габариты машины, а также повышает ее надежность. Расчет дополнительных полюсов ведут таким образом, чтобы обеспечить ускоренную коммутацию, т. е. переносят токосъем на набегающий край щетки.

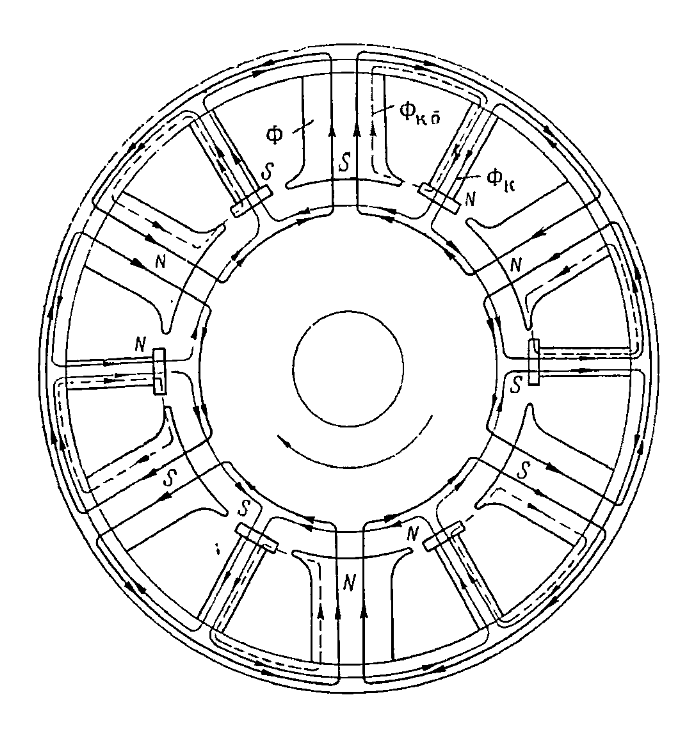
Влияние н. с. дополнительных полюсов на главное поле

Ниже рассматривается влияние н. с. дополнительных полюсов на главное поле машины при постоянной и переменной скоростях вращения, при полном и половинном числе полюсов.

Полное число дополнительных полюсов. Если щетки стоят на нейтрали, то при полном числе дополнительных полюсов их поле накладывается на поле главных полюсов таким образом, что в половине сердечника якоря и в половине ярма они складываются, а во второй половине — вычитаются (фиг. 6. 52).

Кроме того, по главным полюсам проходит также поток рассеяния $\Phi_{k\sigma}$ дополнительных полюсов. В то же время в воздушном зазоре величина поля остается без изменения.

Вследствие насыщения ослабление главного поля в одной половине сердечника якоря и ярма не компенсируется усилением глав-



Фиг. 6.52. Магнитная система машины с полным числом дополнительных полюсов.

ного поля в другой половине сердечника якоря и ярма, и общая величина главного поля снижается. Таким образом, *поле дополнительных полюсов снижает главное поле и увеличивает падение напряжения,* что учитывается при определении н. с. главных полюсов соответствующим увеличением н. с. возбуждения главного полюса на величину $F_{\text{к}\,d}$, соответствующую размагничивающему влиянию дополнительных полюсов. Очевидно, значение $F_{\text{к}\,d}$ возрастает с увеличением насыщения магнитной цепи.

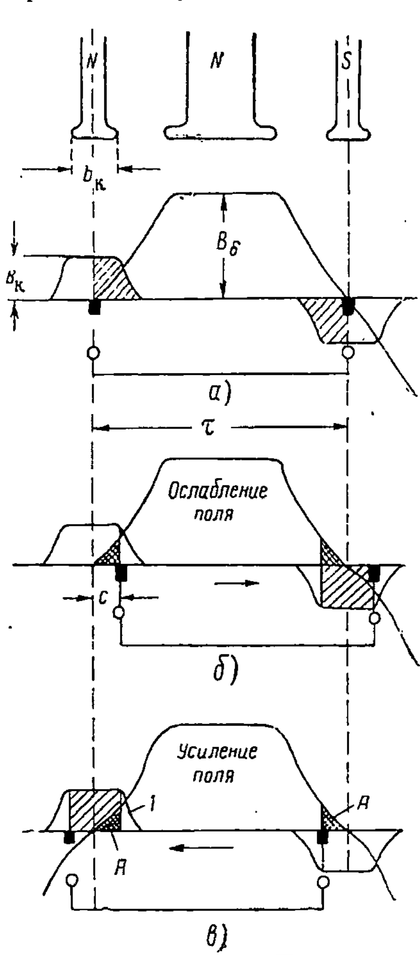
Если щетки сдвинуты с геометрической нейтрали по направлению вращения якоря, поле дополнительных полюсов ослабляет в воздушном зазоре главное поле у генераторов и усиливает его у двигателей (фиг. 6.53). При сдвиге щеток против направления вращения явление имеет противоположный характер.

Величину потока в воздушном зазоре Φ_δ между щетками можно определить с учетом сдвига щеток при $2c < b_к$ по уравнению

$$\Phi_\delta = \Phi \mp \Phi_к \frac{2c}{b_к}, \qquad (6.98)$$

где $\Phi_к$ — поток дополнительного полюса;

Φ — поток главного полюса без учета потока дополнительного полюса.



Фиг. 6. 53. Влияние сдвига щеток при полном числе дополнительных полюсов.

а—заштрихованные площадки взаимно компенсируются, б—главное поле уменьшается на величину заштрихованных площадок, в—главное поле ослабляется на заштрихованные участки A и усиливается на заштрихованный четырехугольник дополнительного поля.

Знак «минус» относится к сдвигу щеток по направлению вращения якоря у генератора и против направления вращения — у двигателя.

В машинах, имеющих дополнительные полюсы, щетки обычно устанавливаются в геометрической нейтрали. Однако и в этом случае имеет место сдвиг щеток вследствие неточности установки щеткодержателей и перемещения оси щетки при ее срабатывании.

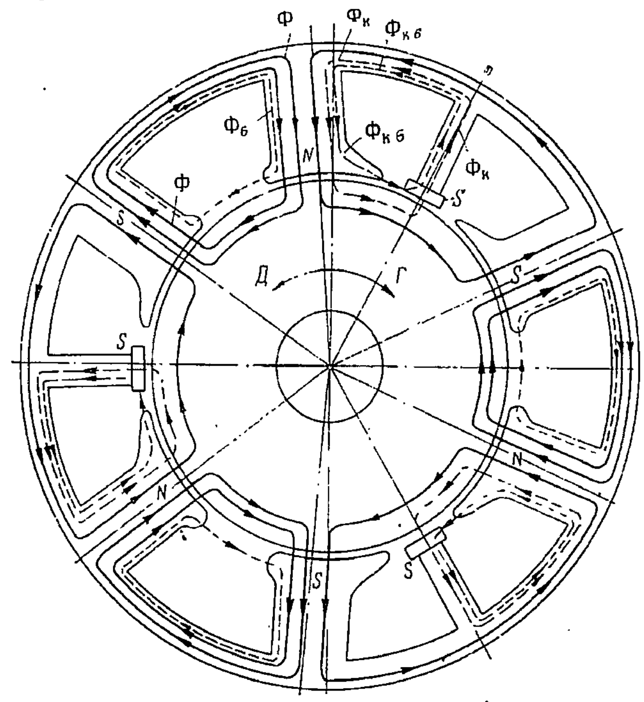
Таким образом, *имеет место некоторое компаундирующее действие дополнительных полюсов при полном их количестве и щетках, расположенных в нейтрали.*

Половинное число дополнительных полюсов. Если щетки стоят на нейтрали, то при половинном числе дополнительных полюсов главное и дополнительные поля накладываются друг на друга не только в сердечнике якоря и ярма, но и в зубцах якоря и сердечнике главных полюсов (фиг. 6. 54).

В отличие от магнитных систем с полным числом дополнительных полюсов, здесь дополнительное поле увеличивает индукцию в некоторых частях сердечника якоря и ярма, не снижая ее в других частях. Разноименные по отношению к полярности дополнительных полюсов главные полюсы имеют повышенное значение индукции, так как в них суммируется главное

и дополнительные поля. *Влияние дополнительного поля тем сильнее, чем выше насыщение магнитной системы.*

Кроме того, при половинном числе дополнительных полюсов и при щетках, расположенных в нейтрали, дополнительное поле оказывает прямое влияние на главное поле в воздушном зазоре, что не наблюдается при полном числе дополнительных полюсов.



Фиг. 6. 54. Магнитная система машины с половинным числом дополнительных полюсов.

На длине полюсного деления (фиг. 6. 55) в якорь из главного северного полюса N поступает поток $\Phi + \Phi_к$.

Одновременно на этом же полюсном делении из якоря в дополнительный полюс поступает половина потока дополнительного полюса ($0{,}5\Phi_к$).

Таким образом, результирующий поток в воздушном зазоре под северным полюсом оказывается равным $\Phi_\delta = \Phi + \Phi_к - 0{,}5\Phi_к' = \Phi + 0{,}5\,\Phi_к$.

На длине следующего полюсного деления из якоря в главный южный полюс S поступает поток Φ и в дополнительный полюс — поток $0{,}5\Phi_к$. Следовательно, результирующий поток в воздушном зазоре под южным полюсом также равен $\Phi_\delta = \Phi + 0{,}5\Phi_к$.

Следовательно, при половинном числе дополнительных полюсов и щетках, расположенных в нейтрали, дополнительное поле в одинаковой мере усиливает основное поле всех полюсов.

Если щетки сдвинуты с геометрической нейтрали по направлению вращения якоря (фиг. 6. 56) генератора, то влияние поля дополнительного полюса на основное поле снижается и достигает нуля при сдвиге щеток примерно на величину $c=0{,}5b_к$, где $b_к$ — ширина наконечника дополнительного полюса.

Величина потока в воздушном зазоре между щетками в этом случае равна

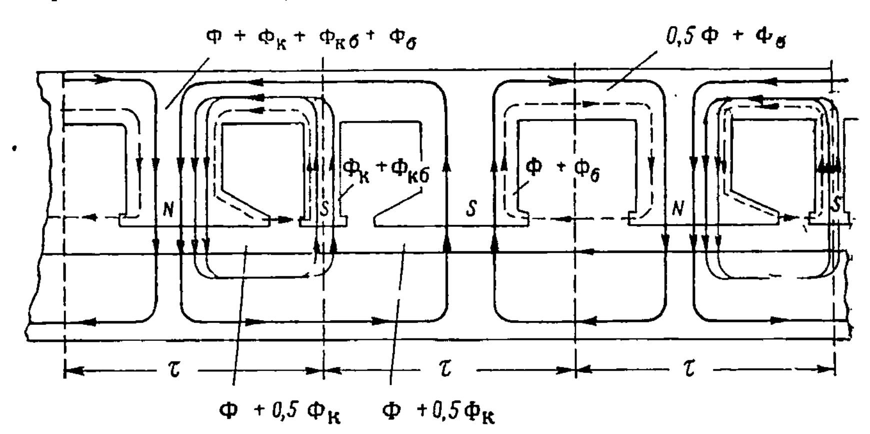
$$\Phi_\delta = \Phi + 0{,}5\Phi_к\left(1 - \frac{2c}{b_к}\right) \qquad (6.99)$$

— при сдвиге щеток $c=0 \div 0{,}5\, b_к$

и

$$\Phi_\delta = \Phi$$

— при сдвиге щеток $c > b_к$.

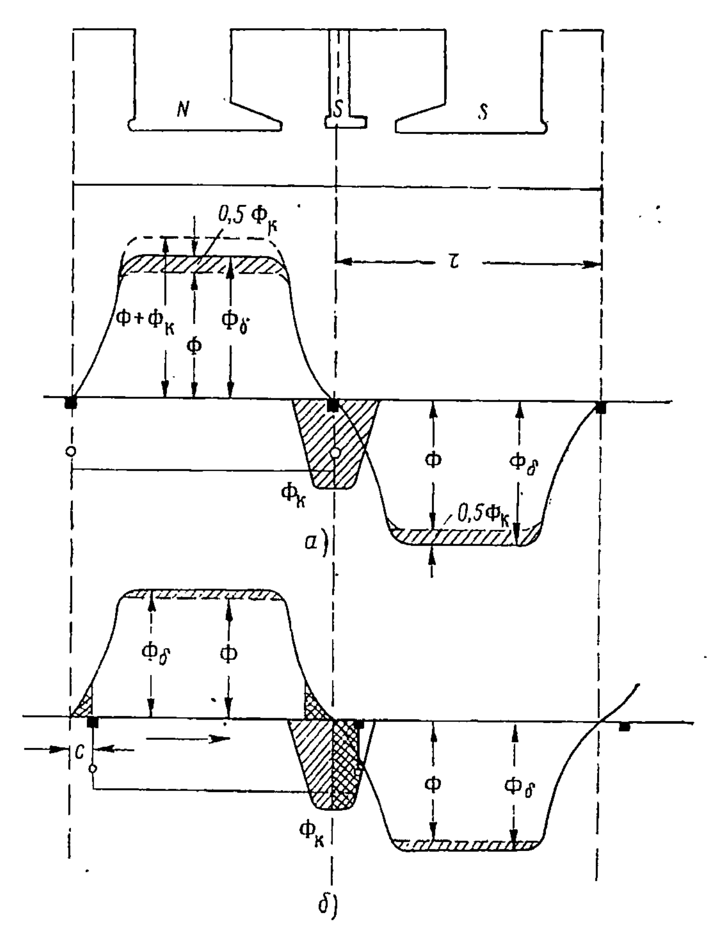


Фиг. 6. 55. Схема распределения потоков в воздушном зазоре машины постоянного тока с половинным числом дополнительных полюсов.

При сдвиге щеток против направления вращения якоря генератора поле одноименного главного полюса усиливается за счет $\Phi_к$, а степень ослабления поля разноименного главного полюса дополнительным полем уменьшается, т. е. главное поле генератора в целом увеличивается до значения $\Phi_\delta = \Phi + \Phi_к$, т. е. на $0{,}5\Phi_к$. Величина потока в воздушном зазоре между щетками выражается той же формулой, но со знаком «плюс» в скобках, т. е.

$$\Phi_\delta = \Phi + 0{,}5\Phi_к\left(1 + \frac{2c}{b_к}\right). \qquad (6.100)$$

В режиме двигателя имеет место обратное явление: сдвиг щеток по направлению вращения якоря приводит к усилению главного поля, а сдвиг щеток против направления вращения якоря — к ослаблению главного поля.



Фиг. 6.56. Влияние сдвига щеток при половинном числе дополнительных полюсов.

а—главное поле усилено на половину поля дополнительного полюса (заштрихованная часть главного поля). б—главное поле ослаблено (квадратно-заштрихованные площадки).

Таким образом, при половинном числе дополнительных полюсов сдвиг щеток действует принципиально так же, как и при полном их количестве.

Влияние н. с. дополнительных полюсов на главное поле при изменяющейся скорости вращения

Поток дополнительного полюса при неизменном значении тока нагрузки почти не зависит от скорости вращения. Повышение скорости вращения снижает сопротивление магнитной цепи дополнительного полюса при неизменной величине н. с., что приводит к некоторому повышению $Ф_к$ и $Ф_{к\sigma}$. Последнее обстоятельство может

иметь значение при больших насыщениях магнитной цепи и широком диапазоне изменения скорости вращения.

Выше было показано, что при щетках на нейтрали дополнительное поле увеличивает главное поле в воздушном зазоре только при половинном их числе; в этом случае

$$\Phi_\delta = \Phi\left(1 + 0{,}5\frac{\Phi_к}{\Phi}\right) = \gamma'_к\Phi, \qquad (6.101)$$

где

$$\gamma'_к = 1 + 0{,}5\frac{\Phi_к}{\Phi}.$$

При неизменном значении э. д. с. и тока нагрузки поток в воздушном зазоре должен изменяться обратно пропорционально скорости вращения. Следовательно, последнее уравнение при изменяющейся скорости можно представить в виде

$$\Phi_\delta = \Phi\frac{n_{min}}{n_{max}}\left(1 + 0{,}5\frac{\Phi_к}{\Phi}\,\frac{n_{max}}{n_{min}}\right) = \gamma_к\frac{n_{min}}{n_{max}}\Phi, \qquad (6.102)$$

где Φ — поток главного полюса без учета $\Phi_к$ при n_{min}

$$\gamma_к = 1 + 0{,}5\frac{\Phi_к}{\Phi}\,\frac{n_{max}}{n_{min}} \qquad (6.103)$$

— коэффициент, характеризующий степень компаундирования основного поля при изменении скорости вращения. Если при минимальной скорости вращения отношение $\Phi_к/\Phi = 0{,}2$ и $\gamma_к = 1{,}1$, то при увеличении скорости вращения в 2,5 раза коэффициент компаундирования возрастает до $\gamma_к = 1{,}25$.

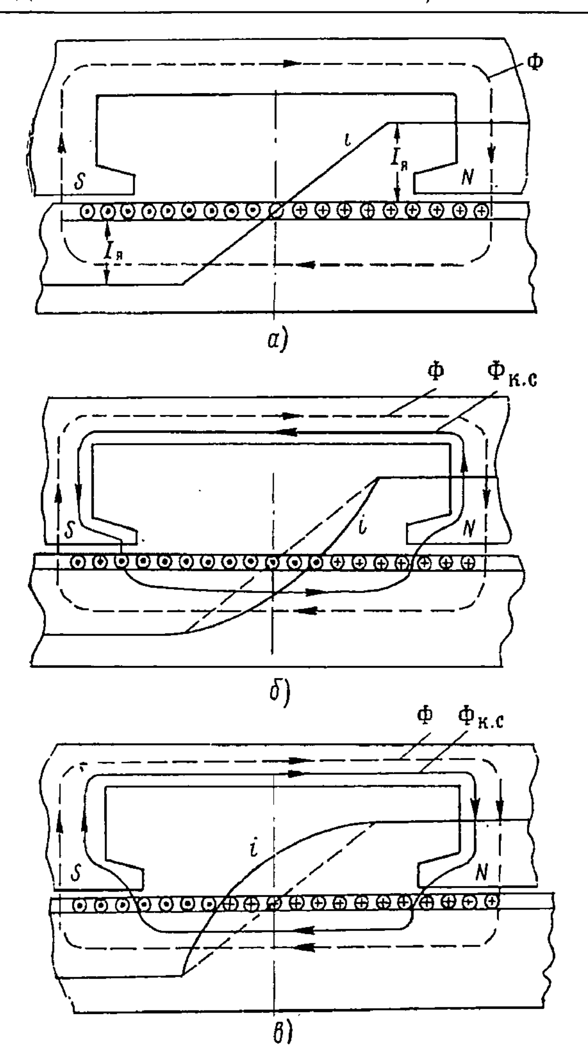
Таким образом, при половинном числе дополнительных полюсов увеличение скорости вращения, почти не изменяя величины потока дополнительного полюса, повышает степень его влияния на основное поле.

Влияние н. с. коммутирующих секций на главное поле

Если дополнительные полюсы перевозбуждены, то $e_к > e_р$, и в коммутирующих секциях протекают добавочные токи, ускоряющие коммутацию. При недовозбуждении дополнительных полюсов ($e_к < e_р$) наблюдается замедленная коммутация.

Коммутационные токи образуют продольное поле, которое усиливает или ослабляет главное поле, т. е. коммутационную реакцию.

Н. с. коммутирующих секций усиливает основное поле в генераторе при ускоренной коммутации (фиг. 6. 57, *в*) и уменьшает его (фиг. 6. 57, *б*) при замедленной коммутации (в двигателях — наоборот). При ускоренной коммутации н. с. коммутирующей секции увеличивает напряжение генератора и снижает скорость вращения двигателя. При замедленной коммутации наблюдается обратное явление.



Фиг. 6.57. Влияние поля коммутирующей секции на главное поле.

а—прямолинейная коммутация—$Ф_{к.с}$ не влияет на главное поле. *б*—замедленная коммутация—$Ф_{к.с}$ уменьшает главное поле. *в*—ускоренная коммутация—$Ф_{к.с}$ усиливает главное поле.

Приближенно значение н. с. коммутирующих секций можно определить по уравнению

$$F_{к.с} = k_{к.с} I_я n^{\frac{2}{3}}, \qquad (6.104)$$

где

$$k_{к.с} \approx 4{,}15 \cdot 10^{-8} \beta \frac{p\tau}{\delta'} w_я n_к \sqrt[3]{\frac{b_щ}{D_к} \frac{n_к}{\lambda} \left(\frac{l}{R_к}\right)^2};$$

$I_я$ — ток якоря;

$n_к$ — число витков короткозамкнутой секции;

$w_я$ — число витков одной параллельной ветви якоря;
$\beta = b_ш/\tau_к$ — отношение ширины щетки к коллекторному делению;
l — длина якоря;
$R_к$ — полное сопротивление щеточного контакта;
τ — полюсное деление;
p — число пар полюсов;
$\delta' = k_\delta \delta$ — расчетный воздушный зазор;
λ — удельная проводимость, равная 5÷7;
$D_к$ — диаметр коллектора;
n — скорость вращения.

Поток коммутирующих секций

$$\Phi_{к.с} = \frac{F_{к.с}}{R_{к.с}}. \tag{6.105}$$

Результирующий поток в воздушном зазоре можно представить выражением

$$\Phi_\delta = \Phi \pm \Phi_{к.с} \text{ и } \Phi_\delta = \Phi + 0{,}5\,\Phi_к + \Phi_{к.с} \tag{6.106}$$

— при полном и половинном числе дополнительных полюсов.

Учитывая (6.104) и (6.106), можно записать результирующий поток в зазоре при изменении скорости вращения:

$$\Phi_\delta = \Phi \frac{n_{min}}{n_{max}} \pm \Phi_{к.с}\left(\frac{n_{max}}{n_{min}}\right)^{\frac{2}{3}} = \Phi \frac{n_{min}}{n_{max}}\left[1 \pm \frac{\Phi_{к.с}}{\Phi}\left(\frac{n_{max}}{n_{min}}\right)^{\frac{5}{3}}\right] \tag{6.107}$$

— при полном числе дополнительных полюсов и

$$\Phi_\delta = \Phi \frac{n_{min}}{n_{max}}\left[1 \pm \frac{\Phi_{к.с}}{\Phi}\left(\frac{n_{max}}{n_{min}}\right)^{\frac{5}{3}} + 0{,}5\frac{\Phi_к}{\Phi}\left(\frac{n_{max}}{n_{min}}\right)\right] = \gamma_n \frac{n_{min}}{n_{max}}\Phi \tag{6.108}$$

— при половинном их числе.

Результирующий поток в воздушном зазоре в относительных единицах

$$\overset{*}{\Phi}_\delta = \frac{1}{\overset{*}{n}}\left(1 \pm \overset{*}{\Phi}_{к.с}\overset{*}{n}^{\frac{5}{3}} + 0{,}5\overset{*}{\Phi}_к\overset{*}{n}\right) = \frac{\gamma_к}{\overset{*}{n}}, \tag{6.109}$$

где коэффициент компаундирования для первого и второго случаев соответственно равен

$$\left.\begin{aligned} \gamma_{к} &= 1 \pm \overset{*}{\Phi}_{к.с}(\overset{*}{n})^{\frac{5}{3}} \\ \text{и}\quad \gamma_{к} &= 1 \pm \overset{*}{\Phi}_{к.с}(\overset{*}{n})^{\frac{5}{3}} + 0{,}5\overset{*}{\Phi}_{к}\overset{*}{n}. \end{aligned}\right\} \qquad (6.110)$$

Из последних уравнений следует, что при перевозбуждении дополнительных полюсов (знак «плюс» перед $\Phi_{к.с}$) и положении щеток на нейтрали основное поле усиливается с увеличением скорости и тока нагрузки под влиянием н. с. коммутирующих секций; при числе дополнительных полюсов, равном p, добавляется еще прямое влияние поля дополнительных полюсов. Особенно значительным является влияние скорости вращения на степень компаундирования полем коммутирующих секций.

Например, при $n_{min} = 3600$ об/мин и номинальном токе $\overset{*}{\Phi}_{к} = 0{,}2$ и $\overset{*}{\Phi}_{к.с} = 0{,}05$. Коэффициент компаундирования при $n = 3600$ об/мин равен $\gamma_{к} = 1 + 0{,}05 + 0{,}5 \cdot 0{,}2 = 1{,}15$ — при числе дополнительных полюсов, равном p, и $\gamma_{к} = 1{,}05$ — при их числе, равном $2p$.

То же при $n = 9000$ об/мин, т. е. при $\overset{*}{n} = 2{,}5$:

$\gamma_{к} = 1 + 0{,}05\,(2{,}5)^{\frac{5}{3}} + 0{,}5 \cdot 0{,}2 \cdot 2{,}5 \approx 1{,}477$ — при половинном числе дополнительных полюсов;

$\gamma_{к} = 1 + 0{,}05\,(2{,}5)^{\frac{5}{3}} \approx 1{,}227$ — при полном числе дополнительных полюсов.

Поток в воздушном зазоре $\overset{*}{\Phi}_{\delta} = 1{,}15$ или $1{,}05$ — при $n = 3600$ об/мин и $\overset{*}{\Phi}_{\delta} = 0{,}59$ или $0{,}49$ — при $n = 9000$ об/мин, т. е. при повышении скорости вращения в 2,5 раза поток снизился до 59% (49%) вместо 40% под влиянием компаундирования дополнительными полюсами и коммутирующими секциями.

Кривая намагничивания дополнительного полюса

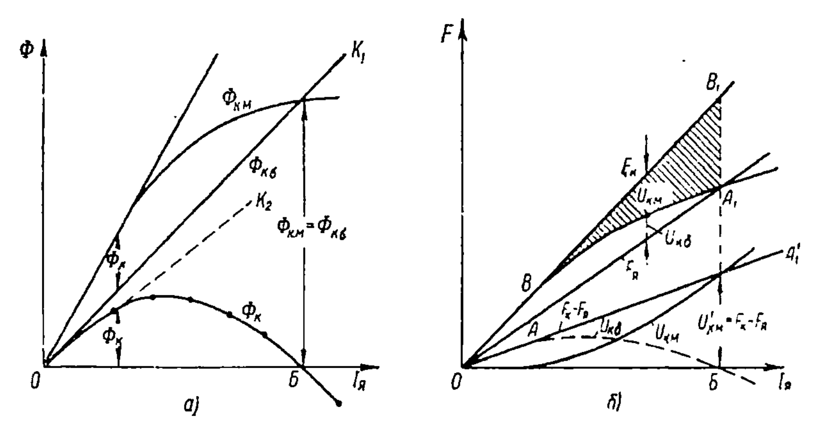
Поток в сердечнике дополнительного полюса и в части сердечника ярма (фиг. 6.55) равен сумме потоков дополнительного полюса в воздушном зазоре $\Phi_{к}$ и потока рассеяния дополнительного полюса $\Phi_{к\sigma}$, т. е. $\Phi_{к.м} = \Phi_{к} + \Phi_{к\sigma}$ и $\Phi_{к} = \Phi_{к.м} - \Phi_{к\sigma}$.

Зависимость потока в сердечнике дополнительного полюса от тока нагрузки, т. е. $\Phi_{к.м} = f(I_{я})$, изображена на фиг. 6.58, *а*.

В первом приближении можно принимать, что поток рассеяния в зависимости от тока нагрузки изменяется по прямой линии OK_1.

Выясним влияние насыщения и рассеяния дополнительного полюса на величину потока дополнительного полюса в воздушном зазоре. Кривая намагничивания его, т. е. зависимость потока в воздушном зазоре дополнительного полюса от его н. с., из условий

хорошей коммутации должна быть прямолинейной (линия OK_2). Однако при определенном значении нагрузки (выше номинальной) кривая намагничивания дополнительного полюса обычно отклоняется от прямой к оси абсцисс. Загиб кривой происходит быстро, так как н. с. воздушного зазора составляет небольшую часть общей н. с. Кривая намагничивания пересечет ось абсцисс при такой нагрузке ($OБ$), когда поток в сердечнике станет равным потоку рассеяния $\Phi_{к.м}=\Phi_{к\sigma}$ а это может быть только в том случае, если поток в зазоре $\Phi_к$ равен нулю. Это означает, что при определенной величине нагрузки поле дополнительного полюса может



Фиг. 6.58. Намагничивание дополнительного полюса с учетом насыщения и потоков рассеяния.

а—кривые потоков дополнительного полюса, *б*—кривые н. с. и падений магнитного потенциала.

изменить знак и, следовательно, увеличивать значение реактивной э. д. с., т. е. затруднять коммутацию.

Указанное явление можно уяснить, рассматривая фиг. 6.58, *б*, где линии OB_1 и OA_1 соответственно изображают н. с. дополнительного полюса $F_к$ и н. с. якоря $F_я$ в зависимости от тока нагрузки. Очевидно, разность $F_к—F_я=f(I_я)$ — линия OA_1' — представляет собой н. с. дополнительного полюса, расходуемую на проведение потока в магнитной цепи дополнительного полюса, т. е.

$$F_к-F_я=f(I_я)=U_{к.м}+U_{к\delta}. \qquad (6.111)$$

Падение магнитного потенциала стали в воздушном зазоре дополнительного полюса изображается кривыми $U_{к.м}=f(I_я)$ и $U_{к\delta}=f(I_я)$.

С увеличением тока нагрузки падение магнитного потенциала в стали возрастает, а в воздушном зазоре — падает. Снижение падения магнитного потенциала в воздушном зазоре до нуля указывает на исчезновение полезного потока $\Phi_к$. Физически это означает, что с увеличением тока нагрузки поток рассеяния $\Phi_{к\sigma}$ возрастает,

а полезный поток $\Phi_к$ уменьшается и при $\Phi_{к.м}=\Phi_{к\sigma}$ полезный поток становится равным нулю. При дальнейшем увеличении тока нагрузки поток рассеяния изменяет полярность дополнительного полюса. Очевидно, чем меньше относительное значение потока рассеяния, т. е. чем меньше коэффициент рассеяния дополнительного полюса $k_{к\sigma}$ и ниже выбрано насыщение его магнитной цепи, тем слабее проявляется изложенное явление и лучше протекает коммутация при перегрузках.

Приведем аналитическое решение рассмотренного явления.

Если учесть обозначения фиг. 6. 59, *а,* то можно составить схему замещения дополнительного полюса фиг. 6. 59, *б*. В соответствии со схемой замещения уравнение для падения магнитного потенциала по главной цепи дополнительного полюса может быть написано в следующем виде:

$$F_к-F_я=\Phi_к R_к+\Phi_{к.м}R_м. \quad (6.112)$$

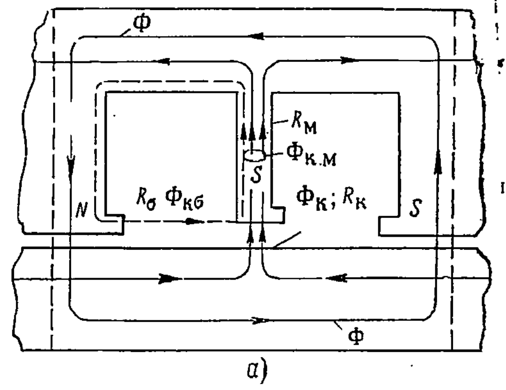
Учитывая, что

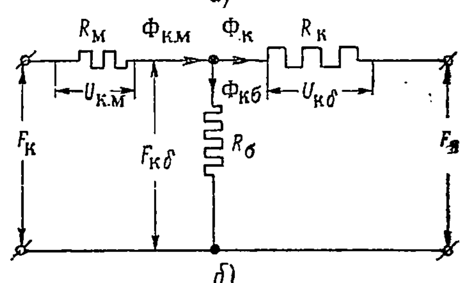
$$F_к=I_я n_к, \quad A=\frac{2I_я w_я}{\pi D}$$

и $$F_я=0{,}5A\tau=\frac{I_я w_я}{2p},$$

получают

$$I_я\left(n_к-\frac{w_я}{2p}\right)=$$
$$=\Phi_к R_к+(\Phi_к+\Phi_{к\sigma})R_м. \quad (6.113)$$





Фиг. 6. 59. Схема замещения дополнительного полюса.

а—магнитная цепь, *б*—схема замещения.

Из (6. 113) следует, что поток в воздушном зазоре дополнительного полюса равен

$$\Phi_к=\frac{I_я k_F-\Phi_{к\sigma}R_м}{R_к+R_м}=I_я\frac{1}{1+\frac{R_к}{R_м}}\left(\frac{k_F}{R_м}-\gamma_\sigma\right), \quad (6.114)$$

где $$k_F=n_к-\frac{w_я}{2p}=\text{const} \quad \text{и} \quad \gamma_\sigma=\frac{\Phi_{к\sigma}}{I_я}\approx\text{const}.$$

С увеличением нагрузки γ_σ несколько снижается, а с увеличением скорости вращения возрастает, так как в первом случае насыщение цепи возрастает, а во втором — снижается.

Коммутирующая э. д. с. будет

$$e_к = k_к \Phi_к = \frac{k_к I_я}{1 + \frac{R_к}{R_м}} \left(\frac{k_F}{R_м} - \gamma_\sigma \right), \qquad (6.115)$$

где

$$k_к = 4 n_к l' \tau f S_к^{-1} 10^{-6} \quad и \quad S_к = \frac{\Phi_к}{B_к}.$$

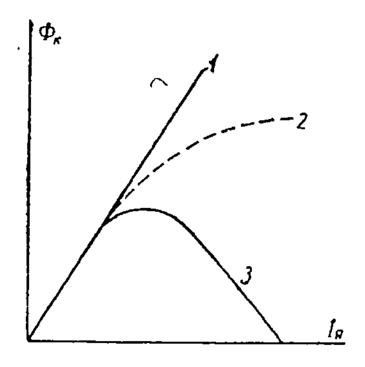
Степень возбуждения дополнительного полюса, учитывая, что $e_р = k_р I_я$, определится выражением

$$\xi_к = \frac{e_к}{e_р} = \frac{k_к \Phi_к}{k_р I_я} = k_{к.р} \frac{\Phi_к}{I_я} = \frac{k_{к.р}}{1 + \frac{R_к}{R_м}} \left(\frac{k_F}{R_м} - \gamma_\sigma \right), \qquad (6.116)$$

где

$$k_р = \frac{4 n_к w_я l' f \lambda}{p 10^6} \quad и \quad k_{к.р} = \frac{\tau p}{w_я \lambda S_к} = \mathrm{const}.$$

Магнитное сопротивление цепи потоков рассеяния R_σ и магнитное сопротивление воздушного зазора дополнительного полюса $R_к$ можно приближенно считать постоянными, не зависящими от тока нагрузки, в то время как магнитное сопротивление основной цепи $R_м$ возрастает с увеличением тока нагрузки.



Фиг. 6. 60. Кривые намагничивания дополнительного полюса.

Учитывая изложенное, из уравнения (6. 116) можно сделать некоторые выводы.

1. При отсутствии насыщения магнитной цепи дополнительного полюса, т. е. $R_м = \mathrm{const}$, его поток $\Phi_к$ увеличивается пропорционально току нагрузки (кривая 1 на фиг. 6. 60).

2. При наличии насыщения магнитной цепи дополнительного полюса и отсутствии рассеяния ($\Phi_{к\sigma} = 0$ и $\gamma_\sigma = 0$) поток изменяется по кривой 2.

3. При наличии насыщения магнитной цепи дополнительного полюса и учете потока рассеяния функции $\Phi_к = f(I_я)$ и $e_к = f(I_я)$ теряют линейный характер и под влиянием потока рассеяния могут стать равными нулю и даже приобрести отрицательное значение (кривая 3). Так, при $\gamma_\sigma = k_F / R_м$ поток $\Phi_к = 0$, а при $\gamma_\sigma > k_F / R_м$ поток имеет отрицательный знак и $\Phi_к < 0$.

4. Если коммутация (дополнительный полюс) настроена при номинальном значении тока нагрузки, то при перегрузках, когда $R_м$ возрастает, дополнительный полюс оказывается недовозбужденным и имеет место замедленная коммутация.

5. Чем больше отношение $R_к/R_м$, т. е. чем больше воздушный зазор под дополнительным полюсом, тем меньшее влияние оказывает насыщение магнитной цепи, что благоприятно сказывается на коммутации при перегрузках и снижает влияние поля дополнительного полюса на основное поле при больших скоростях вращения.

6. Чем больше поток рассеяния (γ_σ), тем сильнее оказывает влияние насыщение магнитной цепи, что неблагоприятно для коммутации при перегрузках.

В авиационных машинах воздушный зазор под дополнительным полюсом $\delta_к$ обычно мал, а рассеяние велико, что также сказывается неблагоприятно на коммутации при перегрузках — она становится замедленной. Таким образом, насыщение магнитной цепи дополнительного полюса и рассеяние приводят к замедлению коммутации.

Расчет дополнительных полюсов

Индукция в зазоре дополнительного полюса. Среднее значение реактивной э. д. с. в коммутирующей секции не зависит от числа дополнительных полюсов и равно

$$e_р = 2n_к \frac{A}{100}\frac{v}{100}\frac{l}{100}\lambda. \tag{6.117}$$

Здесь $\lambda = 5 \div 7$ — коэффициент средней удельной магнитной проводимости коммутирующей секции;

v — скорость якоря в *м/сек.*

Э. д. с., наводимая в коммутирующей секции поперечным полем якоря, $e_{я\,q}$, зависит от числа дополнительных полюсов.

Если пренебречь магнитным падением в стали поперечного контура, то при полном числе дополнительных полюсов и $l \neq l_к$

$$e_{я\,q} \approx 2{,}5\frac{n_к}{1-\alpha}\frac{A}{100}\frac{v}{100}\frac{l-l_к}{100}. \tag{6.118}$$

При половинном числе дополнительных полюсов одна сторона коммутирующей секции расположена в нескомпенсированном поперечном поле якоря и в ней наводится полное значение э. д. с. при принятых допущениях

$$e_{я\,q} \approx 2{,}5\frac{n_к}{1-\alpha}\frac{A}{100}\frac{v}{100}\frac{l-0{,}5l_к}{100}. \tag{6.119}$$

Если $l = l_к$, что обычно всегда имеет место, при полном числе дополнительных полюсов $e_{я\,q} = 0$, а при половинном числе дополнительных полюсов

$$e_{я\,q} \approx 1{,}25\frac{n_к}{1-\alpha}\frac{A}{100}\frac{v}{100}\frac{l}{100}. \tag{6.120}$$

Э. д. с., наведенная в коммутирующей секции полем дополнительного полюса, зависит от числа полюсов.

При полном числе дополнительных полюсов

$$e_{к}=2n_{k}\frac{B_{к}}{100}\frac{v}{100}\frac{l_{к}}{100}. \qquad (6.121)$$

При половинном числе дополнительных полюсов под воздействием дополнительного поля находится одна сторона коммутирующей секции и, следовательно,

$$e_{к}=n_{к}\frac{B_{к}}{100}\frac{v}{100}\frac{l_{к}}{100}. \qquad (6.122)$$

Учитывая изложенное, значение $B_{к}$ определяют из условия, что $e_{к} \geqslant e_{р}+e_{я\,q}$, а именно: при полном числе дополнительных полюсов и $l=l_{к}$, $e_{к}=e_{р}$, откуда

$$B_{к} \geqslant \lambda A. \qquad (6.123)$$

При половинном числе дополнительных полюсов и $l=l_{к}$, $e_{к}=e_{р}+e_{я\,q}$, откуда

$$B'_{к}=\lambda A \rho_{к}, \qquad (6.124)$$

$$\rho_{к}=\frac{B'_{к}}{B_{к}}=2+\frac{1{,}25}{1-\alpha}\frac{1}{\lambda}. \qquad (6.125)$$

Индукция в зазоре дополнительного полюса при половинном их числе возрастает более, чем в 2 раза.

Для обеспечения ускоренной коммутации индукцию в зазоре увеличивают на 10÷15%. В этом случае

$$B_{к}=(1{,}1 \div 1{,}15)\,\lambda A \qquad (6.126)$$

и

$$B'_{к}=(1{,}1 \div 1{,}15)\,\lambda A \rho_{к}. \qquad (6.127)$$

Н. с. дополнительных полюсов. При полном числе дополнительных полюсов н. с. на один полюс

$$F_{к}=0{,}5F_{я}+F_{0к}, \qquad (6.128)$$

где $F_{0к}$ — н. с., необходимая для образования магнитного поля в воздушном зазоре дополнительного полюса;
$0{,}5F_{я}=0{,}5\tau A$ — максимальное значение н. с. якоря при щетках, расположенных на нейтрали.

Н. с. всех дополнительных полюсов

$$\sum F_{к}=2p\,(0{,}5F_{я}+F_{0к}). \qquad (6.129)$$

При половинном числе дополнительных полюсов н. с. на один полюс

$$F'_{к}=0{,}5F_{я}+F'_{0к} \qquad (6.130)$$

и н. с. всех дополнительных полюсов

$$\sum F'_{к}=p\,(0{,}5F_{я}+F'_{0к}). \tag{6.131}$$

Отношение н. с. дополнительных полюсов при половинном и полном их числе равно

$$\beta_{к}=\frac{\sum F'_{к}}{\sum F_{к}}=0{,}5\,\frac{1+2\dfrac{F'_{0к}}{\tau A}}{1+2\dfrac{F_{0к}}{\tau A}}. \tag{6.132}$$

Следовательно, задача сводится к определению $F'_{0к}$ и $F_{0к}$. Н. с., необходимая для образования потока дополнительных полюсов при полном и половинном их числе, соответственно равна

$$F_{0к}=0{,}8\delta_{к}B_{к}k_{s\,к}=(1{,}1\div1{,}15)\,0{,}8\lambda A\delta_{к}k_{s\,к}, \tag{6.133}$$

$$F'_{0к}=0{,}8\delta'_{к}B'_{к}k'_{s\,к}\left(1+0{,}5\frac{\delta'}{\delta'_{к}}\frac{l_{к}}{l_{р}}\right)\approx(0{,}88\div0{,}92)\,\lambda A\rho_{к}\delta'_{к}k'_{s\,к}\gamma_{к}, \tag{6.134}$$

где

$$\gamma_{к}=1+0{,}5\frac{\delta'}{\delta'_{к}}\frac{l_{к}}{l_{p}}.$$

Величина воздушного зазора $\delta_{к}$ под дополнительным полюсом обычно немного больше, чем зазор δ под главным полюсом, составляя в авиационных машинах

$$\delta_{к}\approx\delta+(0{,}1\div0{,}2)\ [мм].$$

Некоторое увеличение воздушного зазора под дополнительным полюсом приводит к улучшению условий коммутации, так как при этом повышается линейность магнитной характеристики дополнительного полюса и снижается влияние зубчатости якоря на пульсацию индукции $B_{к}$.

Для коэффициентов магнитной цепи дополнительного полюса справедливо неравенство

$$k'_{s\,к}=1+\frac{U_{ст.\,к}}{U'_{к\,\delta}}>k_{s\,к}=1+\frac{U_{ст.к}}{U_{к\,\delta}},$$

так как при половинном числе дополнительных полюсов поток $\Phi_{к}$ суммируется с главным потоком в сердечнике и зубцах якоря, в главных полюсах и ярме.

Если принять, что длина воздушных зазоров под дополнительными полюсами в обоих случаях одинакова, то отношение

$$\frac{F'_{0к}}{F_{0к}}=\gamma_{к}\rho_{к}\frac{k'_{s\,к}}{k_{s\,к}}. \tag{6.135}$$

Учитывая изложенное, можно написать, что отношение н. с. всех дополнительных полюсов составляет

$$\beta_к = \frac{\sum F'_к}{\sum F_к} \approx 0{,}5 \frac{1 + 1{,}8\rho_к k'_{s\,к} \gamma_к \frac{\delta'_к}{\tau}}{1 + 1{,}8\lambda k_{s\,к} \frac{\delta'_к}{\tau}}. \qquad (6.136)$$

Если при этом принять

$$\frac{k'_{s\,к}}{k_{s\,к}} = 1{,}1,\ \rho_к = \frac{B'_к}{B_к} = 2{,}6,\ \lambda = 6,\ k_{s\,к} = 1{,}1 \text{ и } \gamma_к = 1{,}3,$$

то получится, что $\frac{F'_{0к}}{F_{0к}} \approx 3{,}7$,

и при $\frac{\delta'_к}{\tau} = 0{,}015 \div 0{,}025$

$$\beta_к = \frac{\sum F'_к}{\sum F_к} = 0{,}705 \div 0{,}81.$$

Для авиационных генераторов можно принимать в среднем $\beta_к \approx 0{,}75$. Таким образом, необходимая н. с. всех дополнительных полюсов при половинном их числе оказывается меньше, чем при полном, особенно при увеличении относительного значения воздушного зазора $\delta'/\delta'_к$ и проводимости λ.

Уменьшение суммарной н. с. дополнительных полюсов при половинном их значении происходит вследствие того, что реакция якоря компенсируется только под половиной дополнительных полюсов.

При половинном числе дополнительных полюсов н. с. одного дополнительного полюса возрастает в $2\beta_к \approx 1{,}5$ раза и соответствующим образом увеличивается поток рассеяния. Однако коэффициент рассеяния при этом снижается, ибо полезный поток дополнительного полюса в зазоре возрастает в еще большей степени, а именно в $\rho_к \approx 2{,}6$ раза.

Таким образом,

$$k'_{\sigma\,к} \approx \frac{2\beta_к}{\rho_к} k_{\sigma\,к} \approx 0{,}6 k_{\sigma\,к}, \qquad (6.137)$$

а сечения сердечника дополнительного полюса относятся как

$$\frac{S'_{к.\,м}}{S_{к.\,м}} = \frac{\Phi'_{к.\,м}}{\Phi_{к.\,м}} = \frac{\Phi'_к k'_{к\sigma}}{\Phi_к k_{к\sigma}} \approx 2\beta_к. \qquad (6.138)$$

Следовательно, $S'_{к.м} > S_{к.м}$, т. е. и $l'_{ср.к} > l_{ср.к}$, значит, сечение сердечника и средняя длина обмотки дополнительного полюса

больше при половинном числе дополнительных полюсов, т. е. в этом случае снижение веса обмотки и сердечника, а также уменьшение потерь в меди дополнительного полюса незначительны.

Компенсационные обмотки

Компенсационная обмотка обычно применяется наряду с дополнительными полюсами, компенсируя поперечную реакцию якоря в пределах полюсного наконечника. Наличие компенсационной обмотки приводит к тому, что магнитное поле в воздушном зазоре остается практически неизменным при переходе от холостого хода к нагрузке.

Последнее обстоятельство позволяет повысить среднее напряжение на пластину при холостом ходе на 25% и уменьшить воздушный зазор.

Линейная нагрузка компенсационной обмотки должна быть равна линейной нагрузке якоря $A_{к.о}=A$ или

$$\frac{N'I}{2p\tau}=\frac{N'_{к.о}I}{\alpha\tau}, \qquad (6.139)$$

откуда число стержней компенсационной обмотки на один полюс

$$N'_{к.о}=\frac{N'}{2p}\alpha=\frac{N}{4ap}\alpha \qquad (6.140)$$

и сечение компенсационной обмотки

$$S_{к.о}=\frac{I}{j_{к.о}}. \qquad (6.141)$$

Влияние компенсации на свойства генератора. Авиационные генераторы постоянного тока мощностью 6 *квт* и более иногда выполняются компенсированными, особенно при большом диапазоне изменения скорости вращения. Как известно, компенсация н. с. якоря производится при помощи обмотки, расположенной в пазах, выполненных в полюсных наконечниках главных полюсов.

Компенсационная обмотка включается последовательно в цепь якоря машины и располагается в поперечной оси полюсов, т. е. сдвинута на 90° по отношению к оси обмотки возбуждения, и совпадает с осью обмотки дополнительных полюсов. На фиг. 6.61 показаны кривые поля в воздушном зазоре при разных способах компенсации н. с. якоря.

На фиг. 6.61, *а* изображены кривые поля для компенсированной машины без дополнительных полюсов, у которой н. с. компенсационной обмотки выбрана так, что она компенсирует н. с. якоря и образует коммутирующее поле в коммутационной зоне. При этом результирующее поле в воздушном зазоре (кривая *3*) сильно искажено и индукция в полюсных наконечниках может изменить свой знак.

На фиг. 6. 61, *б* изображены кривые поля для компенсированных машин с невозбужденными дополнительными полюсами, т. е. дополнительными полюсами без обмотки. В этом случае н. с. компенсационной обмотки также превосходит н. с. якоря и равна

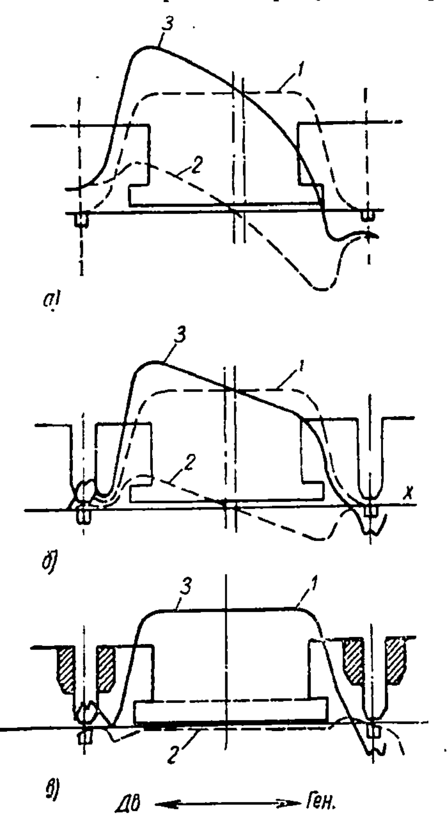
$$F_{\text{к.о}} = kF_{\text{я}} = 0{,}5k\tau A, \qquad (6.142)$$

причем на оси полюса она равна нулю, а на расстоянии $0{,}5\alpha\tau$ от оси, т. е. у края полюса, составляет

$$F_{\text{к.о}} - F_{\text{я}} = 0{,}5\,(k - \alpha)\,\tau A \approx 0{,}325\tau A,$$

если $k = 1{,}3$ и $\alpha = 0{,}65$.

Результирующая н. с. действует в направлении, противоположном н. с. якоря, и образует поперечное поле, направленное против поля якоря (кривая *2*). За пределами главного полюса кривая поперечного поля быстро падает, так как возрастает магнитное сопротивление поперечному потоку и уменьшается разность н. с. $F_{\text{к.о}} - F_{\text{я}}$.



Фиг. 6. 61. Кривые поля компенсированного генератора.

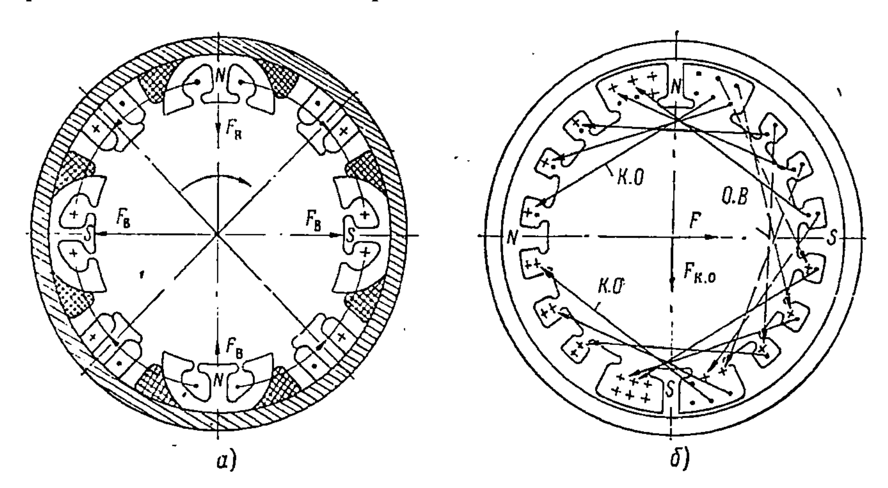
На фиг. 6. 61, *в* приведены кривые поля для компенсированной машины с возбужденными дополнительными полюсами. В этом случае н. с. $F_{\text{к.о}}$ выбирается из условия компенсации н. с. якоря на длине полюсной дуги, остальная часть н. с. якоря компенсируется обмоткой дополнительного полюса.

Как видно из сопоставления кривых фиг. 6. 61, наилучшие результаты дает последний способ компенсации, который обеспечивает почти неизменную форму поля в зазоре во всех режимах нагрузки при минимальном расходе меди.

Число пазов компенсационной обмотки выбирают независимо от числа пазов якоря. Из конструктивных соображений желательно, чтобы в каждом пазу располагался один или два стержня. Пазы обычно выполняют закрытыми или полузакрытыми.

Конструктивное исполнение компенсированных генераторов постоянного тока может быть различным, например, в соответствии с фиг. 6. 62.

Преимуществом машин с распределенными обмотками возбуждения и компенсационной обмоткой (фиг. 6.62, *б*) являются отличные показатели коммутации, наименьшее значение потерь и более строгое сохранение нейтрали. В то же время они уступают по весу генераторам с явновыраженными полюсами, у которых обмотки возбуждения и компенсационная сосредоточены. Вес компенсированных генераторов с явновыраженными полюсами примерно на 10% меньше, чем компенсированных генераторов с неявновыраженными полюсами; поэтому в авиации компенсированные генераторы выполняются с явновыраженными полюсами.



Фиг. 6.62. Конструктивная схема компенсированного авиационного генератора мощностью 9 *квт*.

а—явнополюсное исполнение, *б*—неявнополюсное исполнение.

Кривая к. п. д. и внешняя характеристика авиационного компенсированного генератора показаны на фиг. 6.63.

Из последних кривых следует, что падение напряжения от холостого хода до номинальной нагрузки равно только 20%, а к. п. д. генератора мощностью 6 *квт* достигает 80%.

Таким образом, компенсированный генератор имеет более высокий к. п. д. и более пологую внешнюю характеристику, чем некомпенсированный.

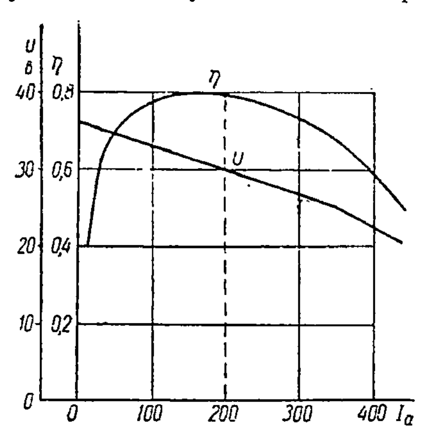
В машинах постоянного тока общего применения компенсационные обмотки используются при $P_{ном}n \geqslant 350\,000$. Учитывая широкий диапазон изменения скорости вращения авиационных генераторов, можно рекомендовать выполнять их компенсированными при $P_{ном}n > 100\,000$, где $P_{ном}$ — в *квт*, а n — в об/мин.

Компенсированные машины, несмотря на усложнение конструкции, имеют ряд существенных преимуществ. Компенсационная обмотка, аннулируя влияние поперечной реакции якоря, способствует увеличению предельного и критического токов якоря, а следова-

тельно,— повышению перегрузочной способности генератора. Как показал опыт, компенсированные машины дают возможность увеличить $I_{кр}$ и $I_{пр}$ примерно на 25% (см. фиг. 6. 64), а следовательно, кратковременно развить и бо́льшую мощность.

В связи с изложенным можно отметить ряд особенностей работы компенсированных авиационных генераторов постоянного тока.

1. Магнитное поле в воздушном зазоре при всех режимах работы практически сохраняется таким же, как и при холостом ходе; условия коммутации на всех режимах работы, включая перегрузку и короткие замыкания, значительно улучшаются, и напряжение между коллекторными пластинами можно увеличить до максимального значения.



Фиг. 6. 63. Внешняя характеристика и кривая к. п. д. авиационного компенсированного генератора постоянного тока мощностью 6 *квт*.

2. Величину воздушного зазора можно снизить до минимального значения из условий механической прочности, учитывая отсутствие искажения магнитного поля в воздушном зазоре при нагрузке; это дает возможность уменьшить размеры обмотки возбуждения и снизить мощность возбуждения, что важно не только в отношении повышения к. п. д. и снижения нагрева, но и снижения мощности и размеров регулятора напряжения.

3. Размеры обмотки дополнительных полюсов резко уменьшаются, так как при их расчете необходимо учитывать лишь некомпенсированную часть реакции якоря.

Если н. с. компенсационной обмотки в соответствии с (6. 142) равна

$$F_{к.о}=0{,}5\alpha\tau A,$$

то на долю дополнительного полюса приходится

$$F_к'=0{,}5\tau A\,(1-\alpha).$$

Обычно $\alpha\approx0{,}65$ и, следовательно,

$$\left.\begin{aligned} F_{к.о}&\approx 0{,}325\tau A \\ \text{и}\quad F_к'&\approx 0{,}175\tau A, \end{aligned}\right\} \qquad (6.143)$$

т. е. компенсация н. с. якоря $F_я$ происходит при помощи компенсационной обмотки на 65%, а обмотки дополнительных полюсов — на 35%.

Напомним, что н. с. дополнительных полюсов, кроме того, должна образовать коммутирующее поле, так что н. с. обмотки дополнительного полюса равна

$$F_к = F'_к + F''_к = 0{,}5\tau A(1-\alpha) + 0{,}8B_к\delta''_к, \quad (6.144)$$

где $F_к''$ — н. с., необходимая для образования индукции под дополнительным полюсом.

К сказанному следует добавить, что поток рассеяния дополнительного полюса компенсированной машины снижается на 30÷40% ($k_{к\sigma}=3\div4$ по сравнению с $k_{к\sigma}=4\div5$ для некомпенсированных машин).

4. Линейная нагрузка и окружная скорость якоря могут быть повышены, чем ликвидируется возможное увеличение габаритов и веса машины из-за применения компенсационной обмотки.

5. Устойчивость работы при повышенных скоростях и малых нагрузках повышается вследствие того, что регулировочная характеристика приобретает возрастающий характер.

6. Явление перемагничивания полюсов при повышенных скоростях вращения устраняется, так как магнитное поле в зазоре не искажается под влиянием нагрузки.

7. Диапазон изменения токов возбуждения снижается, а следовательно, машина менее чувствительна к повышению сопротивления в цепи обмотки возбуждения.

8. Дополнительные потери в сердечнике якоря, щеточном контакте и короткозамкнутых секциях снижаются вследствие улучшения коммутации; кроме того, снижаются потери на возбуждение.

В итоге при больших скоростях и малых воздушных зазорах суммарные потери в машине уменьшаются, а к. п. д. возрастает.

На фиг. 6.64 для сравнения показаны экспериментально полученные внешние характеристики компенсированного и некомпенсированного генераторов одной и той же мощности, работающих при $n=2500$ об/мин и добавочном сопротивлении в цепи возбуждения, равном $r_в=1{,}0$ и $0{,}25$ *ом*.

Анализ этих кривых показывает, что компенсированный генератор развивает предельную нагрузку, в $260/200=1{,}3$ раза бóльшую, чем некомпенсированный, при $r_в=0{,}25$ *ом*, и в $200/100=2{,}0$ раза бóльшую при $r_в=1{,}0$ *ом*. Это особенно важно при внезапных изменениях нагрузки, при выходе из строя некоторых генераторов или при запуске больших двигателей.

Компенсированная машина развивает большой критический ток при меньшем значении напряжения, что имеет значение при больших перегрузках и коротких замыканиях, когда регулятор напряжения не работает и напряжение снижается. В результате имеет

место наибольшая отдача генератора при всех условиях работы, в том числе и в аварийном режиме.

Изменение добавочного сопротивления в цепи возбуждения с 1,0 до 0,25 *ом* в некомпенсированном генераторе вызвало изменение тока нагрузки в 2 раза (со 100 до 200 *а*), а в компенсированном генераторе только в 1,3 раза (с 200 до 260 *а*). Это означает, что изменение сопротивления цепи возбуждения компенсированных машин меньше влияет на ток якоря, чем некомпенсированных.

Из фиг. 6.64 также следует, что при постоянном значении сопротивления нагрузки (линия *OA*) $R_н=0{,}067$ *ом* компенсированная машина развивает в 2 раза бо̀льшую мощность (8 *квт* вместо 4 *квт*), чем некомпенсированная. Таким образом, изменение сопротивления в цепи возбуждения и снижение напряжения в меньшей степени сказывается на величине отдаваемой мощности в компенсированных генераторах, т. е. они более устойчивы и надежны в эксплуатации. Существующее мнение, что компенсированные генераторы имеют большой вес и потери, необоснованно.

Число витков и сечение провода обмоток компенсационной и дополнительных полюсов равны числу витков и сечению обмотки дополнительных полюсов некомпенсированной машины (при упрощающем условии одинаковой плотности тока во всех обмотках): средняя длина витка компенсационной обмотки примерно на 40÷50% больше средней длины витка обмотки дополнительного полюса. В результате вес меди, падение напряжения и потери возрастают примерно на 20÷25%.

Увеличение потерь и веса меди, а также падения напряжения в цепи якоря вследствие применения компенсационной обмотки уравновешивается:

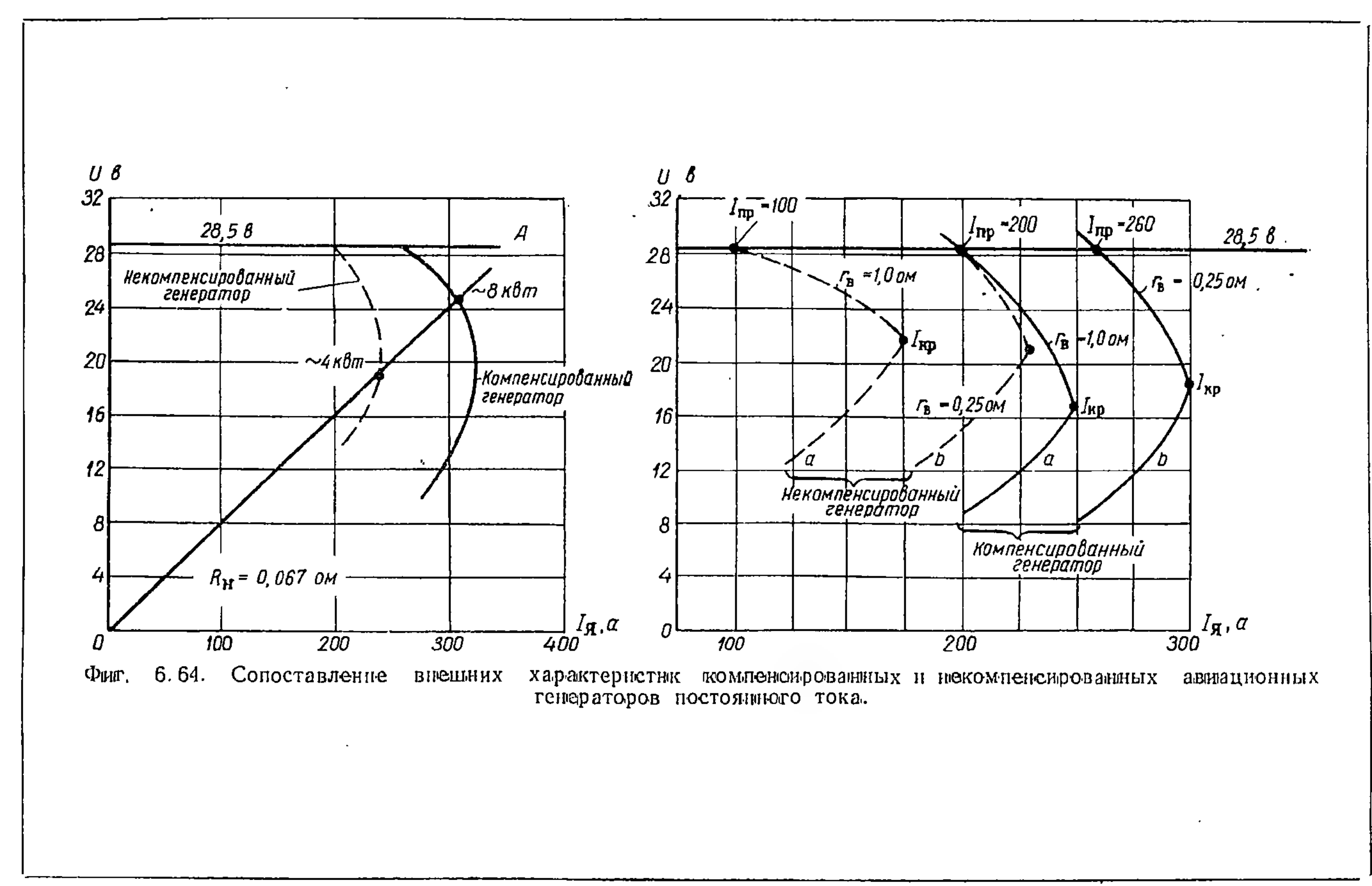
а) снижением веса и потерь в обмотке возбуждения приблизительно в 2 раза (обмотка возбуждения весит примерно в 2,5 раза больше, чем обмотка дополнительных полюсов, так как плотность тока в обмотке возбуждения обычно в 2,2÷2,4 раза ниже, чем в обмотке дополнительных полюсов);

б) снижением падения напряжения в скользящем контакте вследствие улучшения коммутации (однако это неполностью компенсирует повышение падения напряжения в цепи якоря);

в) потерями на возбуждение — потери в обмотке возбуждения и регуляторе снижаются примерно в 2 раза, что перекрывает увеличение потерь в цепи якоря.

В итоге общий вес меди и потери в меди компенсированных машин ниже, чем в некомпенсированных; падение напряжения в компенсированных машинах несколько больше.

В авиационных генераторах постоянного тока мощностью 9 квт и более при $n_{max}/n_{min} \geqslant 2$, несмотря на усложнение конструкции, целесообразно применение компенсационной обмотки.



Фиг. 6.64. Сопоставление внешних характеристик компенсированных и некомпенсированных авиационных генераторов постоянного тока.

6.7. СТАРТЕРЫ-ГЕНЕРАТОРЫ

Известны различные способы запуска авиационных двигателей.

При запуске поршневых двигателей коленчатому валу необходимо сообщить минимальную пусковую скорость n, преодолевая статический момент сопротивления M_c.

При запуске турбореактивных двигателей компрессору сообщают скорость, необходимую для начала работы турбины n_1, и затем некоторое время сопровождают вращение турбины. Турбина обычно начинает работать при скорости $n_1=900\div1200$ об/мин, а режим сопровождения прекращается при скорости $n_2=1200\div1500$ об/мин.

Для запуска современных поршневых авиационных двигателей мощностью $1000\div2000$ *л. с.* обычно применяют электродвигатель постоянного тока с последовательным возбуждением мощностью $3\div7$ *квт*. Для прямого запуска поршневого двигателя мощностью около 1000 *л. с.* необходим электродвигатель с пусковой мощностью $P_{ном}=3{,}7$ *квт* при пусковой скорости $n_п=60$ об/мин, весом около 15 *кг* и аккумуляторная батарея емкостью 70 *а-час* весом 70 *кг*. Время запуска $3\div5$ сек. Стартер прямого действия состоит из электродвигателя и редуктора.

Для уменьшения размеров электродвигателя и аккумуляторной батареи применяют стартеры косвенного или комбинированного действия. В стартерах косвенного действия (электроинерционные стартеры) запуск авиадвигателя происходит от маховика, предварительно раскрученного быстроходным электродвигателем, который при пуске авиадвигателя отключается. В стартерах комбинированного действия запуск осуществляется от предварительно раскрученного маховика и электродвигателя.

Так как при электроинерционном запуске электродвигатель раскручивает маховик до номинальной скорости за $10\div15$ сек., то мощность электродвигателя и емкость аккумуляторной батареи соответственно снижаются.

По сравнению со стартерами прямого действия электроинерционный имеет значительно меньший вес и более низкий к. п. д. Стартер комбинированного действия при том же весе имеет более высокий к. п. д.

Для запуска современных турбореактивных двигателей обычно применяют электростартеры прямого действия, состоящие из электродвигателя смешанного возбуждения мощностью $3\div7$ *квт* и редуктора. Запуск производится автоматически: электродвигатель включается к сети через ограничительное сопротивление (для снижения момента вращения электродвигателя в первые $1\div2$ сек. после включения во избежание динамических перегрузок механизма), которое выключается через $3\div4$ сек. после начала пуска. После выключения ограничительного сопротивления электродвига-

тель, развивая полный момент и постепенно набирая скорость, обеспечивает запуск за время не более 25÷30 сек.

Номинальная мощность электродвигателя определяется из условия, что максимальная мощность развивается при скорости вращения n_1, когда подается топливо и турбина начинает работать, т. е.

$$P_2 = 1{,}02 \frac{M_1 n_1}{\eta_p} \mu, \qquad (6.145)$$

где $M_1 = M_{c\,max}$ — момент сопротивления двигателя при n_1;

η_p — к. п. д. редуктора;

μ — коэффициент, учитывающий соотношение величины момента инерции и момента сопротивления запускаемого двигателя, при времени запуска 25÷30 сек. равен 1,3÷1,5.

На фиг. 6. 65 приведены характеристики реактивного двигателя, т. е. зависимость момента сопротивления от скорости $M_c = f(n)$; механическая характеристика электростартера, т. е. зависимость момента вращения от скорости $M' = f(n)$.

При скорости n_1, соответствующей началу работы турбины, момент сопротивления авиадвигателя — максимальный, и электростартер должен развивать максимальную мощность. При скорости n_2 сопровождение оканчивается и электростартер отключается.

Величина избыточного момента $M' - M_c = J(d\omega/dt)$ определяет ускорение вала и время запуска.

Отношение $M'_1/M_{c\,max}$ определяется заданным временем запуска, т. е. временем, необходимым для достижения скорости n_2, при которой отключается стартер. Обычно $M'_1 \approx (1{,}5 \div 2) M_{c\,max}$.

В последние годы для прямого запуска турбореактивных двигателей используют авиационные генераторы, установленные на запускаемых двигателях, получивших название стартеров-генераторов.

Применение стартеров-генераторов снижает размеры и вес пусковой системы, так как устраняет специальный пусковой электродвигатель, но при этом усложняется схема управления.

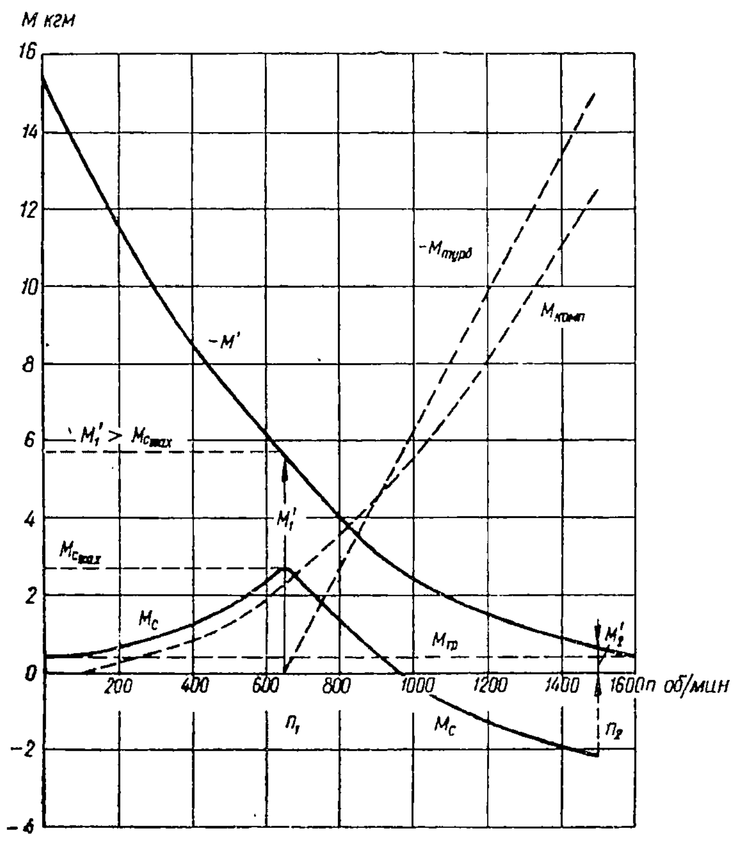
Стартер-генератор выполняется с параллельным или смешанным возбуждением; во время запуска он работает в режиме двигателя, а после окончания запуска — в режиме генератора.

Мощности машины в генераторном и двигательном режиме связаны выражением

$$\frac{P_{ст}}{P_г} = \frac{n_{ст}}{n_г} i_г k_п, \qquad (6.146)$$

где $P_г$ — мощность генератора при начальной скорости вращения $n_г$;

$P_{ст}$ — мощность в режиме стартера при скорости $n_{ст} = n_1$;



Фиг. 6.65. Характеристики реактивного двигателя и электростартера при питании его от аккумуляторной батареи.

$M_{комп}$—момент сопротивления компрессора и неработающей турбины, $M_{тр}$—момент трения двигателя, $M_{турб}$—момент, развиваемый турбиной.

$i_г = n_г/n_D$ — передаточное отношение от генератора к реактивному двигателю;

$k_п$ — коэффициент перегрузки в стартерном режиме (с учетом кратковременности действия машины в этом режиме).

Если принять $n_г = 3800$ об/мин; $n_I = 700 \div 800$ об/мин; $k_п = 1,5$, то

$$\frac{P_{ст}}{P_г} \leqslant 0,3 i_г.$$

Таким образом, авиационные генераторы мощностью 9÷24 *квт* могут развить в стартерном режиме 2,7÷7,0 *квт* при передаточном отношении $i_г = 1$. При этом машина работает в режиме, близком к режиму короткого замыкания ($k_п = 1,5$), т. е. в неблагоприятных условиях.

Для повышения мощности генератора в стартерном режиме необходимо повышать передаточное отношение, делая его больше единицы (однако для работы в генераторном режиме оно должно быть меньше единицы). Это противоречие разрешается применением ступенчатых редукторов: одной ступени ($i_г < 1$) для генераторного и другой ($i_{ст} > 1$) для стартерного режима.

Максимальная электромагнитная мощность, развиваемая якорем в двигательном (стартерном) режиме, определяется из выражения

$$\frac{dP_э}{dI} = \frac{d}{dI}\left|(E_б - \Delta U_щ) I - I^2 \sum R\right| = 0,$$

откуда

$$I_{max} = \frac{E_б - \Delta U_щ}{2 \sum R} = 0,5 I_к$$

и

$$P_{э\,max} = \frac{E_б^2}{4R_г} \frac{(1 - \Delta \overset{*}{U}_щ)^2}{\xi_R} = \frac{P_{ст\,max}}{\eta_э} = \frac{P_{ст}}{\eta_э}, \qquad (6.147)$$

где

$$\sum R = R_я\left(1 + \frac{R_б}{R_я} + \frac{R_{пр}}{R_я}\right) = \xi_R R_я$$

— полное сопротивление цепи аккумуляторной батареи ($R_б$), соединительных проводов ($R_{пр}$) и якоря машины ($R_я$);

$\Delta \overset{*}{U}_щ = \Delta U_щ / E_б$ — относительное значение падения напряжения под щетками;

$\eta_э$ — электрический к. п. д. двигателя;

$E_б$ — э. д. с. аккумуляторной батареи;

I_{max} — максимальный ток машины, равный половине тока короткого замыкания $I_к$.

Если учесть, что полное сопротивление якоря машины

$$R_я = \frac{\Delta U_я}{I_{ном}} = \Delta \overset{*}{U}_я \frac{I^2_{ном}}{P_г},$$

то зависимость между мощностью, развиваемой машиной в стартерном и генераторном режимах, будет

$$\frac{P_{ст}}{P_г} = \frac{\eta_э}{\xi_R} \frac{1}{\Delta \overset{*}{U}_я} \left(\frac{E_б}{U_{ном}}\right)^2 \left(\frac{1 - \Delta \overset{*}{U}_щ}{2}\right)^2, \tag{6.148}$$

где $\Delta \overset{*}{U}_я = \Delta U_я / U_{ном}$ — относительное полное падение напряжения в якоре машины.

Анализ последнего уравнения показывает, что чем больше относительное падение напряжения под щетками и относительное падение напряжения в сопротивлении якоря, тем меньшую мощность развивает генератор в стартерном режиме; повышение напряжения на зажимах стартера-генератора при пуске (последовательным включением двух аккумуляторных батарей) снижает $\Delta \overset{*}{U}_щ$ и $\Delta \overset{*}{U}_я$ и, следовательно, увеличивает мощность, развиваемую в стартерном режиме; генераторы большей мощности при неизменных параметрах аккумуляторных батарей могут развивать относительно большую мощность в стартерном режиме, так как с увеличением номинальной мощности снижается величина $\Delta \overset{*}{U}_я$ и возрастает $\eta_э$.

Принимая $U_{ном} = 28{,}5$ *в*, $E_б = 24$ *в*,

$$\Delta \overset{*}{U}_щ = 0{,}063, \quad \Delta \overset{*}{U}_я = 0{,}1 \div 0{,}15,$$

$$\eta_э = 0{,}9 \quad \text{и} \quad \xi_R = 1 + \frac{R_б}{R_я} + \frac{R_{пр}}{R_я} = 2 \div 3,$$

получают соотношение

$$\frac{P_{ст}}{P_г} \approx 0{,}65 \div 0{,}3.$$

В Советском Союзе авиационные генераторы мощностью 6 *квт* и более выпускаются и в виде стартеров-генераторов.

Выбор электрического стартера для запуска реактивного двигателя

Электрический стартер выбирается из условия нагрева машины и времени запуска, которые определяются соответственно по характеристикам $I = \varphi_1(t)$ и $n = \varphi_2(t)$ с использованием уравнения равновесия моментов

$$M'-M_c=J\frac{\pi}{30}\frac{dn}{dt}\qquad(6.149)$$

и известной характеристики $M=\varphi_3(I)$ стартера, где

M_c — момент сопротивления авиадвигателя при запуске;

M' — момент электростартера, приведенный к валу авиадвигателя;

J — момент инерции ротора авиадвигателя (моментом инерции ротора электромашины и редуктора пренебрегают).

Для решения нелинейного дифференциального уравнения (6.149) необходимо знать механическую характеристику стартера $n=f_1(M)$, характеристику авиадвигателя $M_c=f(n)$ и момент инерции системы J. Однако зависимости $n=f_1(M)$ и $M=\varphi_3(I)$ можно построить лишь для конкретного электростартера, т. е. окончательный выбор стартера нельзя произвести без предварительного знания некоторых его параметров.

При предварительном выборе электростартера исходным является характеристика реактивного двигателя $M_c=f(n)$ и время запуска (число попыток запуска, интервалы между ними, скорость вращения n_2, при которой стартер отключается, и время t_2).

Момент сопротивления реактивного двигателя равен

$$M_c=M_{\text{комп}}+M_{\text{тр}}-M_{\text{турб}}.\qquad(6.150)$$

Механическая характеристика электростартера, приведенная к валу двигателя, должна быть такой, чтобы обеспечивалось ускорение, необходимое для достижения скорости отключения стартера n_2 в заданный промежуток времени.

Последнее условие достижимо, если приведенный момент стартера при скорости n_1, когда турбина вступает в работу, превышает максимальный момент сопротивления реактивного двигателя $M_{c\,\max}$ на величину, определяемую заданным временем запуска. Обычно $M_1'=1{,}5\div3{,}0M_{c\,\max}$.

Передаточное отношение редуктора (между электростартером и реактивным двигателем) выбирают из условия, что

$$M_1'>M_{c\,\max}\text{ и }M_2'>M_{\text{ред}},$$

где

$M_{\text{ред}}$ — момент потерь в редукторе при скорости, соответствующей отключению стартера.

Значительное превышение M' над M_c, т. е. большой избыточный момент в начале запуска (до n_1), необходимо для сокращения времени запуска.

Электростартер работает при больших токах якоря и больших насыщениях магнитной цепи, поэтому при определении $n=f_1(M)$ и $M=\varphi_3(I)$ учитывается насыщение магнитной цепи и реакция якоря. Кроме того, следует учесть изменение напряжения на зажимах аккумуляторной батареи вследствие изменения величины тока и ее емкости.

Характеристики электростартера $M=\varphi_3(I)$ и $n=f_1(M)$ определяются по выражениям

$$M=k_м I\Phi$$

и

$$n=\frac{U-\Delta U_щ}{k_E\Phi}-\frac{R_я I}{k_E\Phi}, \qquad (6.151)$$

где

$$k_M\approx\frac{pN}{9{,}81\cdot 2\pi a},$$

$$k_E=\frac{pN}{60a}10^{-8},$$

N и a — число проводов и число пар параллельных ветвей обмотки якоря;

p — число пар полюсов;

Φ — результирующий магнитный поток в зазоре.

Добавочное сопротивление в цепи якоря

Для обеспечения плавного сцепления вала стартера с валом двигателя в начале запуска ограничивают ускорение вала электродвигателя величиной порядка $d\omega/dt\approx 0{,}3$ 1/сек^2. Чтобы получить заданное ускорение вала в начале запуска, в цепь якоря включают добавочное сопротивление $R_{доб}$, которое затем закорачивается.

Добавочное сопротивление определяется в предположении, что динамический момент и, следовательно, ускорение на первой ступени запуска примерно постоянны. В самом деле, на первом этапе запуска можно принять, что момент сопротивления приближенно равен моменту трения, т. е.

$$M_с\approx M_{тр}\approx \text{const};$$

ток якоря, поток и момент электродвигателя приближенно постоянны, так как скорость и, следовательно, противо- э. д. с. малы, т. е.

$$I=\text{const},\ \Phi\approx\text{const} \text{ и } M'\approx\text{const}.$$

Таким образом,

$$M'-M_с=J\frac{d\omega}{dt}\approx\text{const} \quad \text{и} \quad \frac{d\omega}{dt}\approx\text{const}.$$

Зная $M'=M_c+J(d\omega/dt)$, находят из кривой $M'=f(I)$ ток якоря $I_{я1}$, соответствующий первой ступени запуска.

Тогда добавочное сопротивление в якоре при заданном значении ускорения будет

$$R_{доб}=\frac{U_б-\Delta U_{щ}-R_я I_{я1}}{I_{я1}} \qquad (6.152)$$

и скорость к концу первой ступени запуска окажется равной

$$\omega_1=t_1\frac{d\omega}{dt}\approx 0{,}3t.$$

где t_1 — время первой ступени запуска.

На фиг. 6.66 приведены общий вид и конструкция компенсированного стартера-генератора типа СТГ-12Т.

Стартеры-генераторы серии ГСР-СТ отличаются от генераторов серии ГСР только тем, что они выполнены со смешанным возбуждением. Последовательная обмотка возбуждения, используемая только в стартерном режиме, служит для улучшения пусковых свойств машины в стартерном режиме. Для того чтобы увеличить в конце пуска скорость вращения (при незначительном снижении момента), машину затем автоматически переключают на последовательное возбуждение (фиг. 6.67). Отметим, что габариты и вес стартеров-генераторов несколько выше (на 10÷20%), чем соответствующих генераторов.

Стартеры-генераторы соединяются с авиадвигателем через ступенчатый редуктор, который автоматически переключается с передаточного отношения i_2 в двигательном режиме на передаточное отношение $i_1=0{,}8$ — в генераторном режиме.

Оптимальное передаточное отношение в двигательном режиме ($i_2\approx 1\div 1{,}7$) определяется опытным путем. Повышение передаточного отношения i_2 приводит к снижению расхода электроэнергии на один запуск, но при этом возрастает время запуска и уменьшается скорость (обороты) сопровождения турбины авиадвигателя, вследствие чего температура газа в выходном сопле турбины авиадвигателя превышает допустимую.

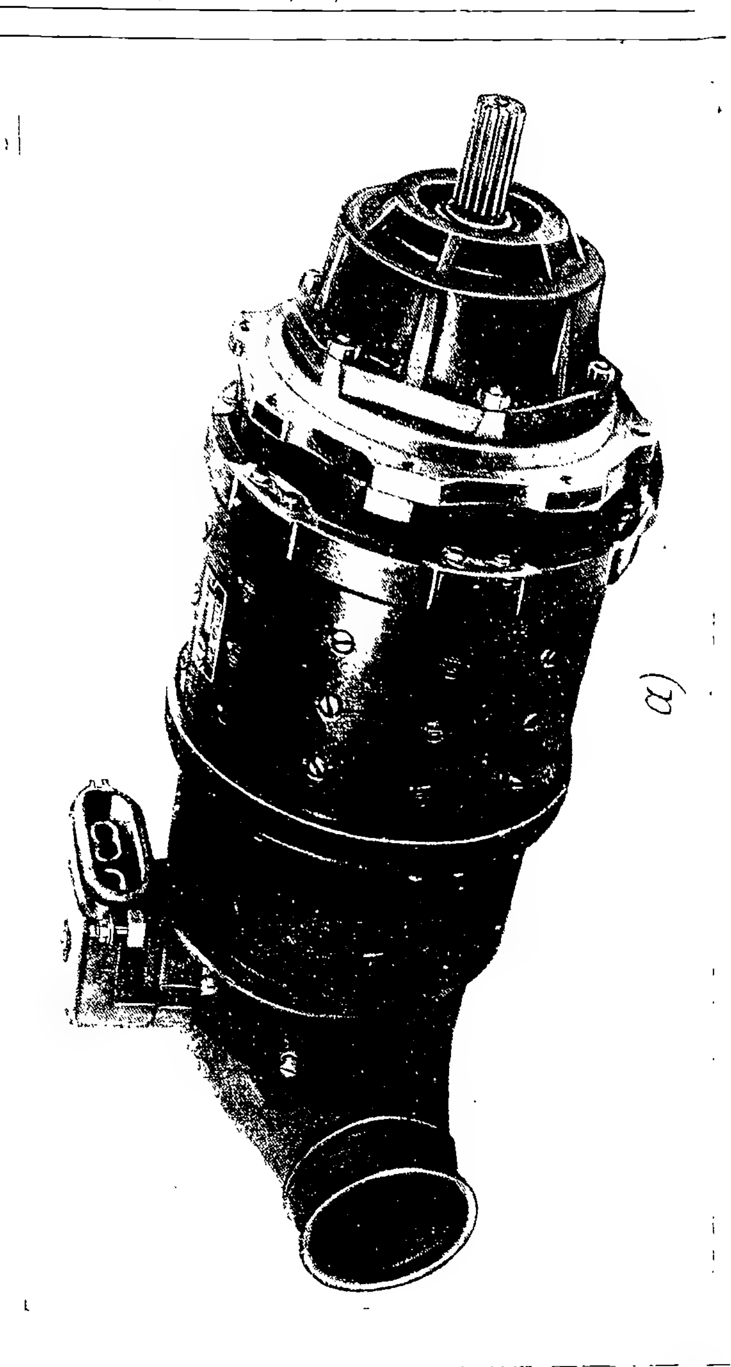
На фиг. 6.68 показана схема внешних соединений стартера-генератора ГСР-СТ-6000А.

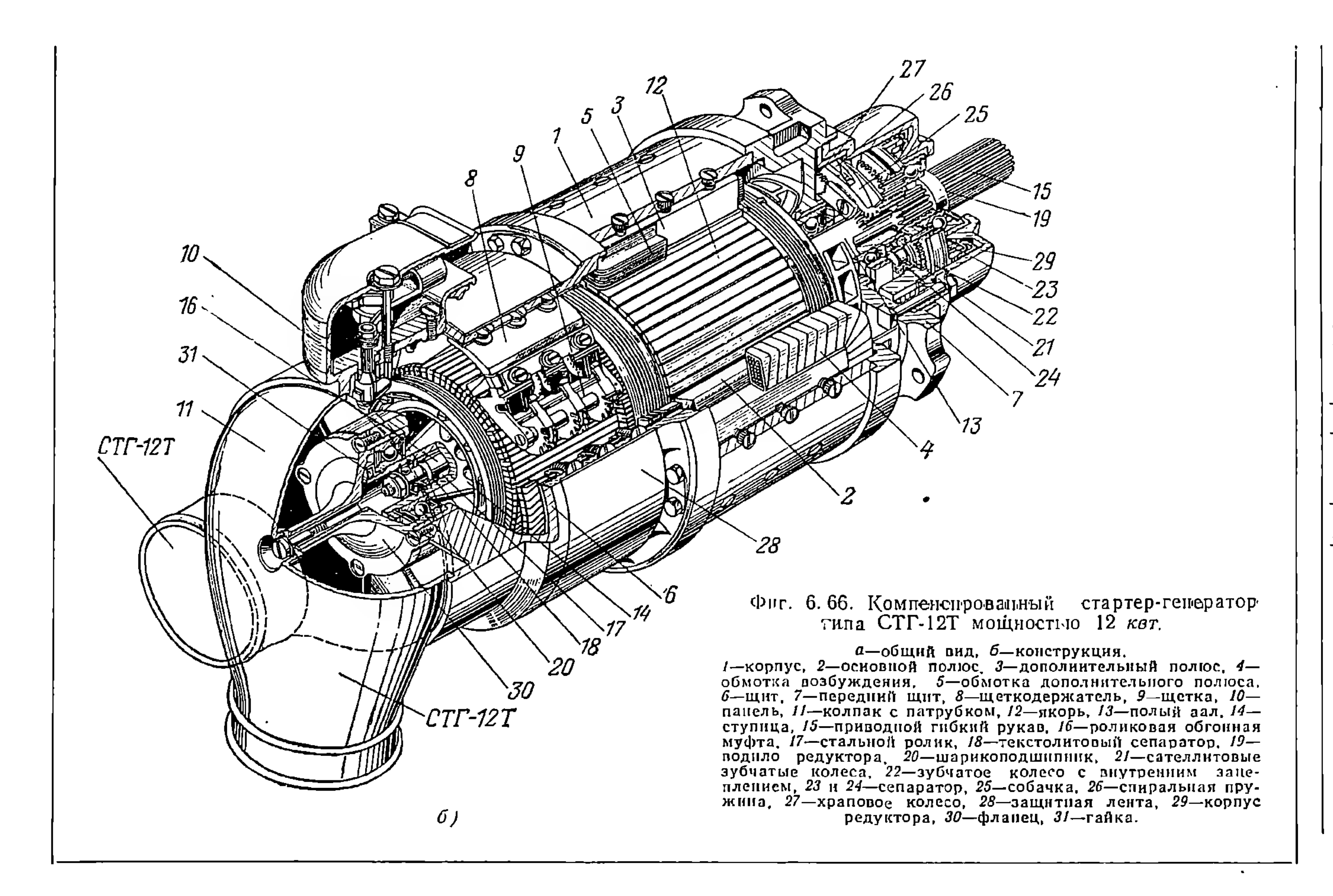
Схема обеспечивает:

— поочередный запуск двух стартеров-генераторов с помощью одного автомата времени типа АВП-1ВД;

— невозможность срабатывания аппаратуры запуска при работе данного стартера-генератора в генераторном режиме;

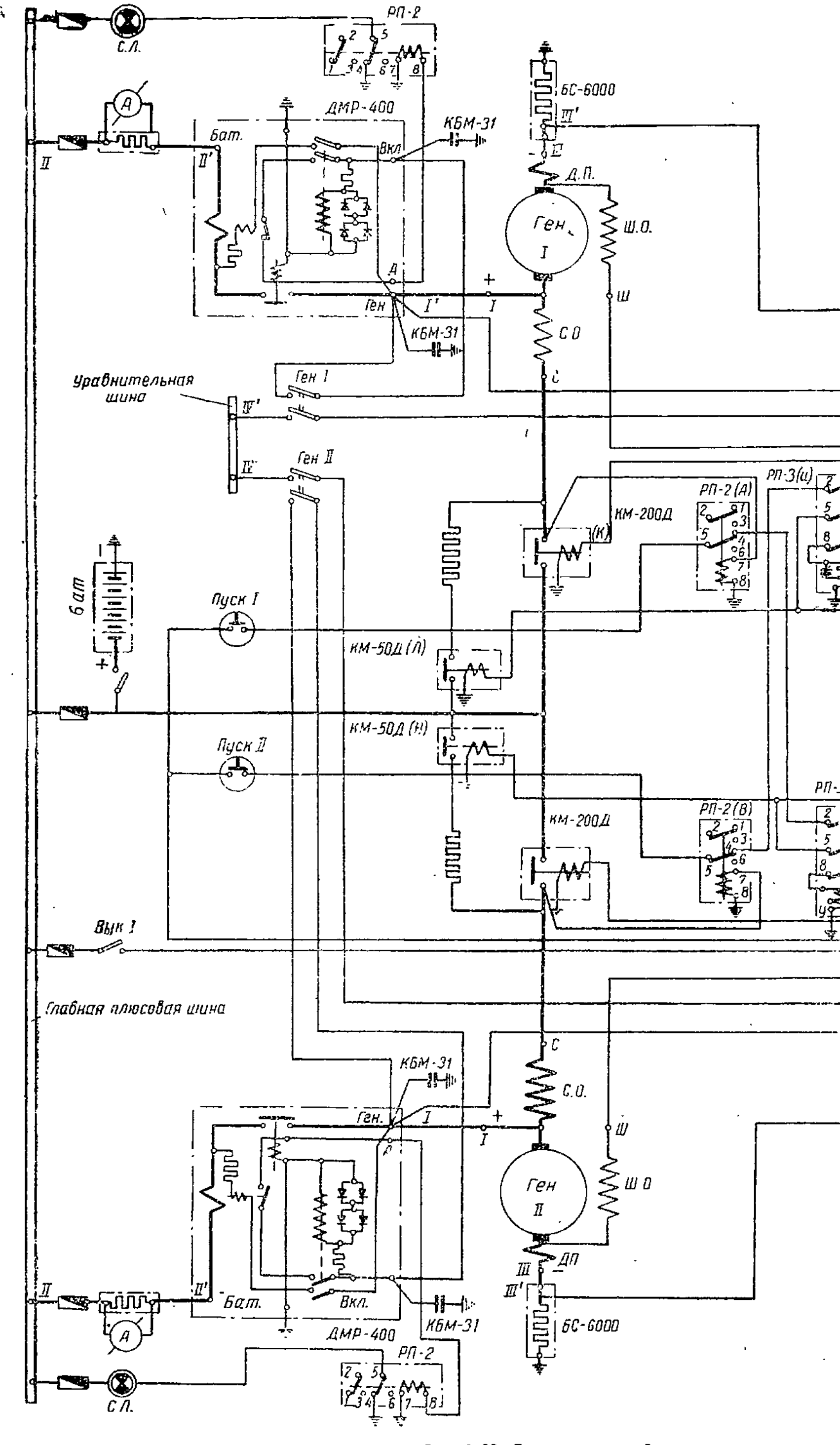
— невозможность запуска одного стартера-генератора в процессе работы другого в двигательном режиме;


a)



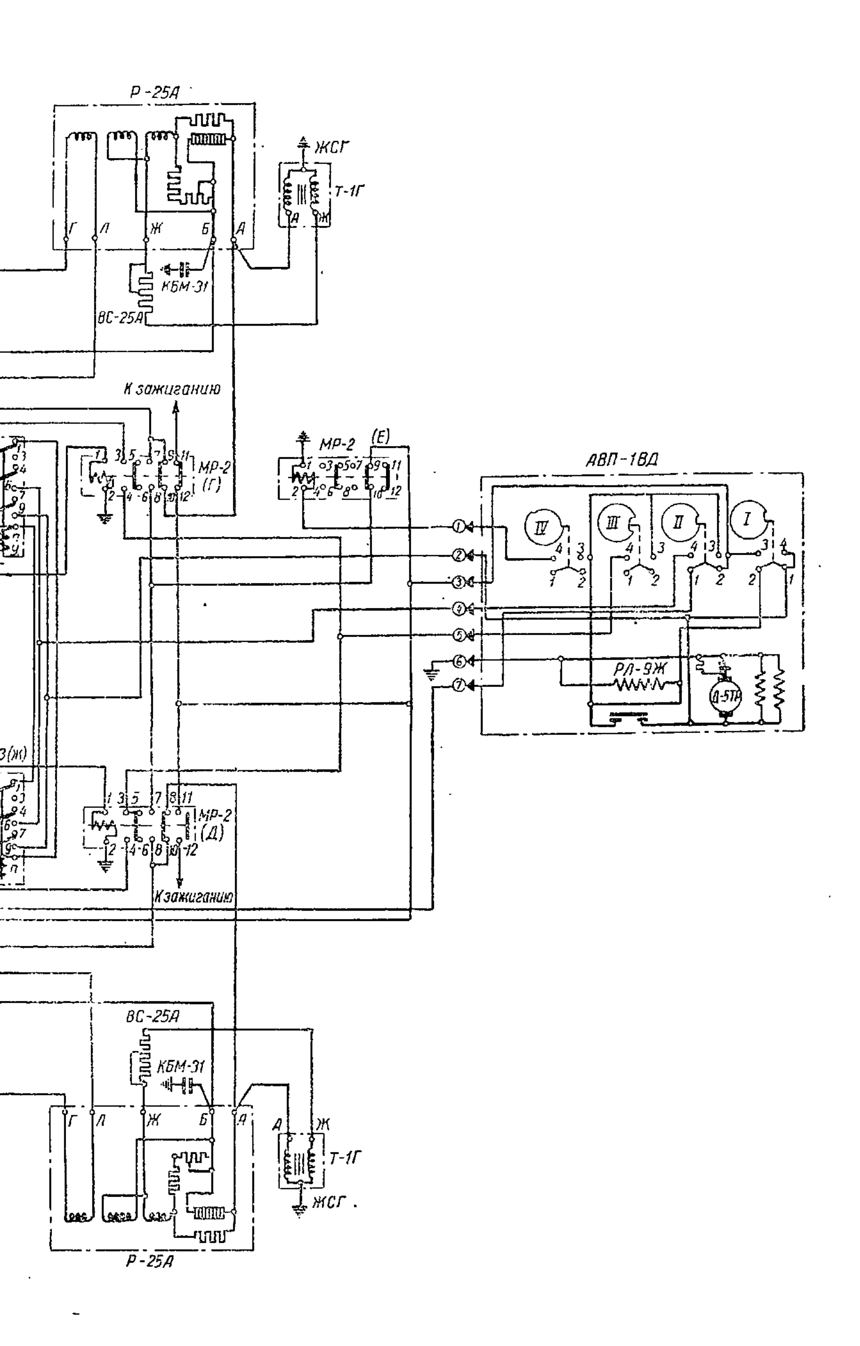
Фиг. 6.66. Компенсированный стартер-генератор типа СТГ-12Т мощностью 12 *квт*.

а—общий вид, *б*—конструкция.
1—корпус, *2*—основной полюс, *3*—дополнительный полюс, *4*—обмотка возбуждения, *5*—обмотка дополнительного полюса, *6*—щит, *7*—передний щит, *8*—щеткодержатель, *9*—щетка, *10*—панель, *11*—колпак с патрубком, *12*—якорь, *13*—полый вал, *14*—ступица, *15*—приводной гибкий рукав, *16*—роликовая обгонная муфта, *17*—стальной ролик, *18*—текстолитовый сепаратор, *19*—водило редуктора, *20*—шарикоподшипник, *21*—сателлитовые зубчатые колеса, *22*—зубчатое колесо с внутренним зацеплением, *23* и *24*—сепаратор, *25*—собачка, *26*—спиральная пружина, *27*—храповое колесо, *28*—защитная лента, *29*—корпус редуктора, *30*—фланец, *31*—гайка.



Фиг. 6.68. Схема соединений двух стартеров-генерат

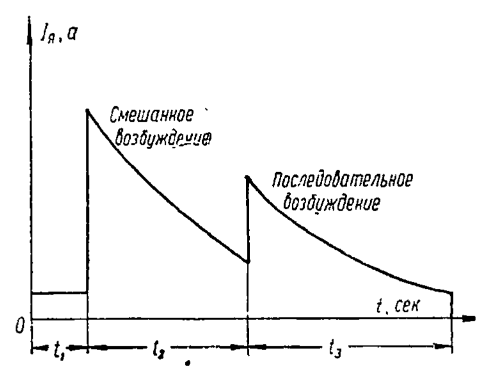
АВП-1ВД—автомат времени, Р-25А—угольный регулятор напряжения, РП-2—нормально за
КМ-200Д контакторы, ДМР-40



торов с пусковой и регулирующей аппаратурой.

мкнутые контакты, МР-2, РП-3 и РЛ-9Ш—реле, Д-5ТР—электродвигатель, КМ-50Д и
0—реле обратного тока.

. — возвращение в исходное положение автомата времени вхолостую, т. е. без срабатывания пусковой аппаратуры, при исчезно-



Фиг. 6.67. Типовая осциллограмма тока, потребляемого некомпенсированным стартером-генератором за цикл запуска.

вении напряжения питания схемы в процессе запуска и его появления вновь.

Глава VII

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА АВИАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЕ

Совместная работа электрических машин переменного и постоянного тока обычно осуществляется при их параллельном включении; последовательное включение применяется лишь в специальных схемах и здесь не рассматривается.

При параллельной работе электрических генераторов, как известно, повышается надежность электроснабжения, так как при выходе из строя части генераторов оставшиеся генераторы обеспечивают электроэнергией важнейшие объекты; создается возможность в автономных электросистемах запуска и питания двигателей, превосходящих по мощности отдельно взятый генератор; снижается установленная мощность, необходимая для резерва.

В то же время параллельная работа электрических машин требует особой осторожности при включении, распределения нагрузки (активной и реактивной) между параллельно работающими генераторами пропорционально их номинальным мощностям и т. д.

Все это требует применения дополнительной аппаратуры автоматики для включения генераторов в сеть и поддержания правильной работы при параллельном включении.

В установках общего применения проблема параллельной работы синхронных машин и целых энергосистем решена, тогда как проблема параллельной работы авиационных генераторов еще разрешена не полностью.

Условия параллельной работы авиационных генераторов значительно сложнее, чем стационарных генераторов, работа которых протекает при одинаковой мощности первичного двигателя и генератора; при постоянстве скорости вращения первичного двигателя; пропорциональности скорости вращения всех первичных двигателей частоте сети; незначительных ускорениях (при изменении скорости первичных двигателей); подчинении регулирования первичного двигателя условиям работы генератора.

В авиационных энергосистемах параллельная работа характерна тем, что мощность генератора составляет только $1 \div 2\%$ от мощности двигателя, а также переменной скоростью вращения двига-

теля (диапазон изменения скорости 3 : 1 и более); различием в скоростях двигателей системы; большими ускорениями при изменении скорости первичных двигателей (приемистость свыше 2000 об/мин в сек.); регулированием двигателей независимо от режима работы генератора.

Параллельная работа авиационных генераторов переменного тока должна быть исследована в следующих трех случаях:

— параллельная работа генераторов постоянной частоты, приводимых во вращение через муфту с непрерывно изменяющимся передаточным отношением;

— параллельная работа генераторов изменяющейся частоты, приводимых во вращение непосредственно главным авиадвигателем;

— параллельная работа генераторов стабилизированной частоты, приводимых во вращение электродвигателями постоянного тока (преобразователи).

Параллельная работа синхронных генераторов с автономным приводом здесь не рассматривается, так как она подобна работе генераторов общего применения.

В гл. I было показано, что существуют две авиационные системы электроснабжения переменного тока: система *постоянной* частоты и система *изменяющейся* частоты.

В первой системе скорость вращения генератора поддерживается постоянной, во второй системе все генераторы вращаются с одинаковой скоростью, но величина этой скорости может изменяться в широких пределах.

Здесь рассматриваются условия параллельной работы генераторов в системе постоянной частоты. Некоторые особенности параллельной работы генераторов в системе изменяющейся частоты будут рассмотрены в дальнейшем.

В общем курсе электрических машин было установлено, что при параллельной работе синхронных машин возможны два основных режима: а) совместная работа генератора с сетью сравнимой мощности, когда изменение возбуждения одного генератора оказывает влияние на напряжение сети и, следовательно, для поддержания постоянства напряжения сети требуется соответствующее изменение возбуждения других параллельно работающих генераторов;

б) совместная работа генератора с сетью практически бесконечно большой мощности, когда изменение режима работы одного генератора (изменение возбуждения или нагрузки) не оказывает влияния на напряжение сети.

В авиационных системах электроснабжения имеет место параллельная работа от двух до восьми одинаковых генераторов. Но так как напряжение сети автоматически поддерживается при помощи регуляторов постоянным, то вне зависимости от числа параллельно работающих генераторов, можно считать, что каждый генератор

работает во втором режиме, т. е. как бы с сетью бесконечной мощности. При этом пренебрегают возможным запаздыванием работы регуляторов, что может иметь значение при исследовании переходных явлений.

Таким образом, в дальнейшем примем, что параллельная работа авиационных генераторов происходит в условиях постоянства напряжения сети. Последнее допущение неприменимо при исследовании процессов включения на параллельную работу, особенно у преобразователей, так как оно сопровождается кратковременным снижением напряжения сети.

Из общего курса известно, что для перевода активной нагрузки с одного генератора на другой необходимо воздействовать на регулятор мощности приводного двигателя, сообщая опережение тому генератору, нагрузку которого хотят увеличить. Более нагруженный генератор работает с углом внутреннего сдвига θ_1 (угол между поперечной осью машины и вектором напряжения сети), который больше аналогичного угла θ других одинаково нагруженных параллельно работающих генераторов. Изменением возбуждения генератора достигается лишь изменение величины и фазы тока; при этом активная нагрузка остается неизменной.

Наиболее рациональной с точки зрения минимальных потерь в системе является параллельная работа генераторов, при которой активная и реактивная нагрузки между ними распределены пропорционально их номинальным мощностям. Для авиационных систем электроснабжения это означает работу всех генераторов с одинаковой нагрузкой и при одинаковом коэффициенте мощности.

На фиг. 7.1 приведена схема параллельной работы трехфазных синхронных генераторов, приводимых во вращение через передачу постоянной скорости вращения.

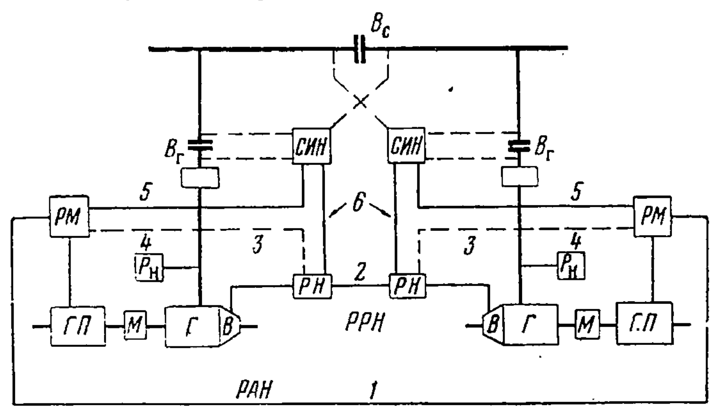
Для регулирования напряжения каждый генератор имеет регулятор напряжения РН, а для регулирования скорости вращения (активной нагрузки) — регулятор мощности РМ. При автономной работе генератора регулятор напряжения и регулятор мощности поддерживают заданный уровень частоты и напряжения сети переменного тока при изменении нагрузки и температуры охлаждающей среды.

Устойчивая работа обеспечивается тем, что регуляторы имеют собственный статизм, т. е. падающую характеристику скорости в зависимости от активной нагрузки и падающую характеристику напряжения в зависимости от полной нагрузки. При параллельной работе генераторов к регулятору мощности добавляется распределитель активной нагрузки РАН, а к регулятору напряжения — распределитель реактивной нагрузки РРН, схемы включения и принцип работы которых рассматриваются ниже.

Для правильной и эффективной работы электросистемы переменного тока необходимо, чтобы реактивная и активная нагрузки распределялись между параллельно работающими генераторами

пропорционально их номинальным мощностям. В этом случае все параллельно работающие генераторы имеют один и тот же коэффициент мощности, равный коэффициенту мощности нагрузки, а система может развивать номинальную мощность, равную сумме номинальных мощностей генераторов, входящих в систему при минимальных потерях в системе.

При нарушении равномерного распределения активной или реактивной нагрузки номинальная мощность системы не используется, так как допустимая предельная мощность системы достигается



Фиг. 7. 1. Схема параллельной работы трехфазных генераторов.

Г—генератор, В—возбудитель, ГП—гидропривод, М—муфта свободного хода, РМ и РН—регуляторы мощности и напряжения, СИН—синхронизирующее устройство, $Р_н$—реле перенапряжения, $В_г$ и $В_с$—выключатели генератора и сети, РАН и РРН (*1* и *2*)—распределители активной и реактивной нагрузки, *3* и *4*—сигналы реактивной и активной нагрузки, *5* и *6*—корректировка скорости и напряжения.

при номинальной нагрузке на одном из генераторов, в то время как остальные могут быть недогружены.

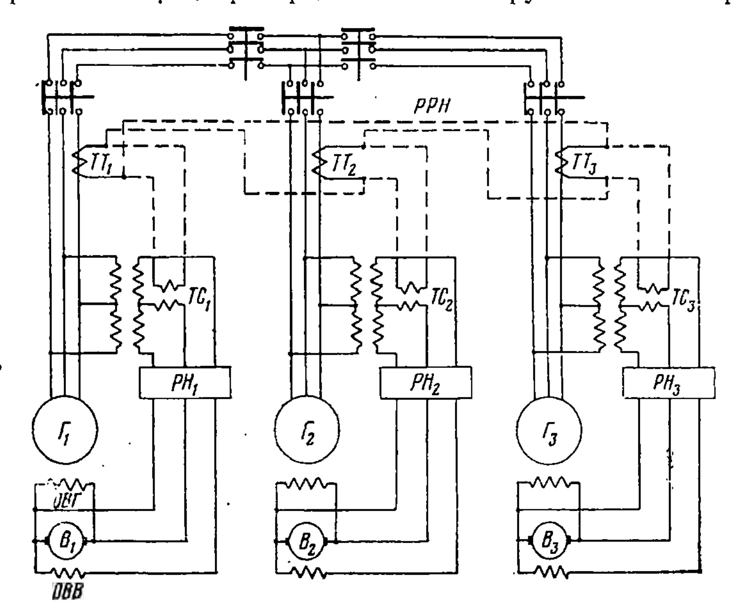
Схемы распределения реактивной и активной нагрузки, применяемые в авиационных электросистемах, представляют собой устройства регулирования напряжения и скорости вращения генераторов, при помощи которых стремятся устранить небаланс нагрузки между параллельно работающими генераторами и тем самым обеспечить минимальное падение напряжения и частоты (скорости вращения) с ростом нагрузки.

7.2. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ РЕАКТИВНОЙ НАГРУЗКИ

Распределитель реактивной нагрузки (фиг. 7.2) состоит из трансформаторов тока ТТ, первичные обмотки которых включены в одну из фаз генераторов, а вторичные — к первичным обмоткам трансформаторов связи в схеме регулятора напряжения; трансформаторов связи ТС, первичные обмотки которых присоединены к ре-

гуляторам напряжения, а вторичные включены к сети трехфазного тока; цепи (фиг. 7.3) включающей вторичные обмотки трансформаторов тока в первичные обмотки трансформатора связи и образующей контур распределителя реактивной мощности.

Работа распределителя реактивной нагрузки. Когда генераторы нагружены пропорционально их номинальным мощностям, то по вторичным обмоткам всех трансформаторов тока протекают токи, пропорциональные нагрузке. Если генераторы



Фиг. 7.2. Принципиальная схема распределения реактивной нагрузки между параллельно работающими трехфазными генераторами.

имеют одинаковую номинальную мощность, то действующие значения токов между собой равны, т. е.

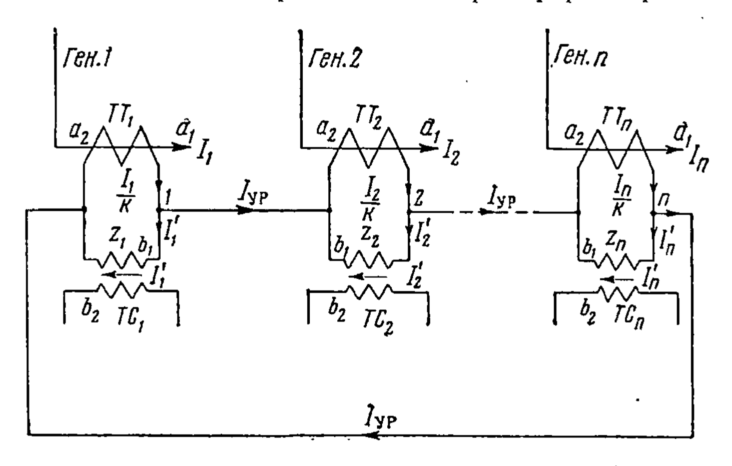
$$I_1 = I_2 = \dots = I_n.$$

Если во всех параллельно работающих генераторах протекают токи нагрузки, пропорциональные их номинальным мощностям, то в первичных обмотках трансформаторов связи ток отсутствует, и на вход регуляторов напряжения подается напряжение, пропорциональное напряжению сети. Если же почему-либо в одном из параллельно работающих генераторов ток нагрузки возрос по сравнению с остальными, то в цепи уравнителя реактивной нагрузки возникает реактивный уравнительный ток. Падение напряжения от уравнительного тока во вторичной цепи трансформатора связи накладывается на входное напряжение регулятора напряжения, изменяя его

величину таким образом, что возникшее изменение тока возбуждения стремится свести дополнительное напряжение от реактивного тока до нуля.

Таким образом, система, снижая уравнительный ток, обеспечивает пропорциональное распределение реактивной нагрузки при неизменном номинальном напряжении.

Сигнал, поступающий на вход регулятора напряжения, состоит из двух частей: один — *главный,* пропорциональный напряжению сети, второй — *корректирующий,* пропорциональный реактивной составляющей тока во вторичной цепи трансформатора связи.



Фиг. 7.3. Распределитель реактивной нагрузки (РРН).

a_1 и a_2—первичные и вторичные обмотки ТТ;
b_1 и b_2—первичные и вторичные обмотки ТС;
$I_1, I_2 \ldots I_n$—токи генератора в обмотках a_1;
$I_1/k, I_2/k \ldots I_n/k$—токи в обмотках a_2;
$I'_1, I'_2 \ldots I'_n$—токи в обмотках b_1;
$I_{ур}$—уравнительный ток в контуре РРН,
$z_1, z_2 \ldots z_n$—полные сопротивления.

Если предположить, что параллельно работающие генераторы, возбудители и регуляторы имеют абсолютно идентичные характеристики, то при изменеиии режима работы системы на вход всех регуляторов напряжения будут поступать одинаковые сигналы, пропорциональные напряжению сети, и величина и фаза токов во всех генераторах будут изменяться одинаково. В этом случае второй сигнал от распределителя реактивной мощности будет отсутствовать.

Однако в действительности характеристики генераторов, возбудителей и регуляторов неидентичны и в каждом трансформаторе связи протекает ток, который изменяет возбуждение так, чтобы достигнуть равномерного распределения реактивной нагрузки; по достижении равномерной нагрузки он прекращается.

Влияние реактивной составляющей токов вторичной цепи трансформатора связи на величину напряжения n-ного генератора можно определить уравнением

$$U_n = U_{0n} - B_1 I'_n \sin\alpha = U_{0n} - B_1 I'_{\text{р}n}, \qquad (7.1)$$

где U_n — напряжение n-ного генератора;

U_{0n} — эталонное или номинальное напряжение n-ного генератора;

I'_n — ток в первичной обмотке трансформатора связи;

α — угол отставания по фазе тока трансформатора связи от напряжения генератора;

$I'_n \sin\alpha = I'_{\text{р}n}$ — реактивная составляющая тока трансформатора связи;

B_1 — коэффициент пропорциональности, который принимается постоянным для рабочего диапазона регулятора.

При равномерном распределении реактивной нагрузки между параллельно работающими генераторами $I_1 = I_2 = \ldots = I_n = I_c/n$, где I_c — полный ток сети. Если по какой-либо причине нагрузка одного из генераторов (1) стала отличаться от других, то $I_1 \neq I_c/n$, и в цепи распределителя реактивной нагрузки начнет протекать уравнительный ток $I_{\text{ур}}$, а в первичных обмотках трансформаторов связи — токи I'_1, $I'_2 \ldots I'_n$.

В этом случае для узлов 1 и n схемы фиг. 7.3 справедливы при $I_1 > I_c/n$ следующие выражения:

$$\frac{I_1}{k} = I'_1 + I_{\text{ур}}; \qquad (7.2)$$

$$\frac{I_n}{k} = I'_n + I_{\text{ур}}; \qquad (7.3)$$

$$\frac{I_1 - I_n}{k} = I'_1 - I'_n, \qquad (7.4)$$

где k — коэффициент трансформации трансформаторов тока.

Если обозначить через $Z_1 = Z_2 = \ldots = Z_n$ комплексы полных сопротивлений первичных обмоток трансформаторов связи, то, пренебрегая сопротивлением соединительных проводов, можно написать по второму закону Кирхгофа для контура, состоящего из всех первичных обмоток трансформаторов связи, выражение

$$\dot{I}'_1 Z_1 + \dot{I}'_2 Z_2 + \ldots + \dot{I}'_n Z_n = 0. \qquad (7.5)$$

Учитывая, что $Z_1 = Z_2 = \ldots = Z_n$, из (7.5) получим

$$\dot{I}'_1 + \dot{I}'_2 + \ldots + \dot{I}'_n = \sum_1^n \dot{I}'_i = 0$$

или

$$\dot{I}'_1+(n-1)\,\dot{I}'_n=0,$$

так как по условию $\dot{I}'_2=\dot{I}'_3=\ldots=\dot{I}'_n$.

Отсюда

$$\dot{I}'_1=-\dot{I}'_n(n-1) \qquad (7.6)$$

и

$$\frac{\dot{I}_1-\dot{I}_n}{k}=-\dot{I}'_n-\dot{I}'_n\,(n-1)=-\dot{I}'_n,$$

т. е.

$$\dot{I}'_n=-\frac{\dot{I}_1-\dot{I}_n}{nk}=-\frac{\Delta\dot{I}}{nk}. \qquad (7.7)$$

Подставляя выражение для $\dot{I}'_n$ в (7.6), можно получить

$$\dot{I}'_1=\frac{n-1}{nk}\Delta\dot{I}=\frac{n-1}{nk}(\Delta I_a+j\Delta I_\text{р}). \qquad (7.8)$$

Векторная разность токов нагрузки $\dot{I}_1-\dot{I}_n=\Delta\dot{I}$ содержит активную $\Delta I_\text{а}$ и реактивную $\Delta I_\text{р}$ составляющие; следовательно, и токи в первичных обмотках трансформатора связи содержат активную и реактивную составляющие, т. е.

$$I'_{\text{а}1}=\frac{n-1}{nk}\Delta I_\text{а} \quad \text{и} \quad I'_{p1}=\frac{n-1}{nk}\Delta I_\text{р}, \qquad (7.9)$$

а также с учетом (7.6)

$$I'_{\text{а}\,n}=-\frac{1}{nk}\Delta I_\text{а} \quad \text{и} \quad I'_{\text{р}\,n}=-\frac{1}{nk}\Delta I_\text{р}. \qquad (7.9а)$$

В нормальных условиях работы, т. е. когда активные составляющие нагрузки распределяются равномерно, на регулятор напряжения оказывают влияние только реактивные составляющие нагрузки, разность которых равна

$$\Delta I_\text{р}=I_1\sin\varphi_1-I_n\sin\varphi_n \qquad (7.10)$$

и, следовательно, реактивная составляющая тока первичной обмотки трансформатора связи, учитывая (7.9) и (7.10), будет

$$I'_{\text{р}\,1}=\frac{n-1}{nk}(I_1\sin\varphi_1-I_n\sin\varphi_n) \qquad (7.11)$$

— для первого генератора;

$$I'_{\text{р}\,n}=-\frac{1}{nk}(I_1\sin\varphi_1-I_n\sin\varphi_n) \qquad (7.12)$$

— для n-ного генератора.

При $I_1 = I_n$ и $\varphi_1 = \varphi_n$ токи в первичных обмотках трансформатора связи I'_{p1} и $I'_{p\,n}$ отсутствуют, и на вход регулятора напряжения поступает сигнал, пропорциональный только напряжению сети.

На основании (7. 1), (7. 11) и (7. 12) можно получить выражение для напряжения на зажимах исследуемого генератора (1), а также всех остальных

$$U_1 = U_{01} - k_1 \frac{n-1}{n} (I_1 \sin\varphi_1 - I_n \sin\varphi_n), \qquad (7.13)$$

$$U_n = U_{0n} + \frac{k_1}{n} (I_1 \sin\varphi_1 - I_n \sin\varphi_n). \qquad (7.14)$$

Величина $k_1 = B_1/k$, являющаяся мерой результирующего эффекта распределителя реактивной нагрузки, может быть определена экспериментально. Для этого необходимо определить зависимость напряжения на зажимах испытуемого, автономно работающего генератора в функции реактивной нагрузки, т. е. построить внешнюю характеристику при индуктивной нагрузке. При этом отношение $k_1 = B_1/k$ будет равно тангенсу угла наклона внешней характеристики, взятому с обратным знаком, т. е. $k_1 = -\operatorname{tg}\alpha_1$. Обычно $k_1 \approx 0{,}1$— в относительных единицах, т. е. при изменении тока от нуля до номинального значения (при $\cos\varphi = 0$) напряжение системы снижается на $\Delta U = k_1 U_0 \approx 21$ *в* при $U_0 = 208$ *в*.

Уравнения (7. 13) и (7. 14) могут служить для исследования системы распределения реактивной нагрузки при различных режимах работы системы.

Степень использования мощности электросистемы

Как было указано, при неравномерном распределении реактивной нагрузки снижается использование установленной мощности генераторов электросистемы. В то время как один из n параллельно работающих генераторов недогружен вследствие погрешности регулятора, остальные $(n-1)$ генераторов имеют номинальную нагрузку. Для определения степени использования следует вычесть (7. 14) из (7. 13), учитывая, что напряжения всех n генераторов равны

$$0 = U_{01} - U_{0n} - k_1 (I_1 \sin\varphi_1 - I_n \sin\varphi_n)$$

и

$$I_1 \sin\varphi_1 - I_n \sin\varphi_n = \frac{U_{01} - U_{0n}}{k_1} = -\frac{\Delta U}{k_1}, \qquad (7.15)$$

где

$$k_1 = \frac{B_1}{k} \quad \text{и} \quad \Delta U = U_{01} - U_{0n},$$

откуда

$$I_1 \sin\varphi_1 = I_n \sin\varphi_n - \frac{\Delta U}{k_1}. \qquad (7.16)$$

Если применить относительную систему единиц, приняв за единицу I_n, то

$$\overset{*}{I}_1 \sin\varphi_1 = \sin\varphi_n - \frac{\Delta\overset{*}{U}}{k_1}, \qquad (7.17)$$

$$\Delta\overset{*}{U} = \frac{\Delta U}{I_n}.$$

Реактивная нагрузка (ток) всех потребителей равна

$$I_c \sin\varphi = I_1 \sin\varphi_1 + I_n (n-1) \sin\varphi_n$$

или в относительных единицах

$$\overset{*}{I}_c \sin\varphi = \overset{*}{I}_1 \sin\varphi_1 + (n-1) \sin\varphi_n. \qquad (7.18)$$

На основании (7.17) и (7.18) получается реактивная относительная мощность

$$\overset{*}{Q} = \frac{Q}{U_c I_n} = \overset{*}{I}_c \sin\varphi = n \sin\varphi_n - \frac{\Delta\overset{*}{U}}{k_1}, \qquad (7.19)$$

где I_c — полный ток сети и $\overset{*}{I}_c = I_c / I_n$ — его относительное значение.

Полагая, что активные нагрузки всех генераторов равны между собой, можно записать, что

$$\overset{*}{P} = \frac{P}{U_c I_n} = \overset{*}{I}_c \cos\varphi = n \cos\varphi. \qquad (7.20)$$

Полная относительная мощность системы

$$\overset{*}{S} = \overset{*}{P} + j\overset{*}{Q} = n\left[\cos\varphi + j\left(\sin\varphi_n - \frac{\Delta\overset{*}{U}}{nk_1}\right)\right] \qquad (7.21)$$

и

$$|\overset{*}{S}| = \sqrt{\overset{*}{P}{}^2 + \overset{*}{Q}{}^2} = n\sqrt{\cos^2\varphi + \left(\sin\varphi_n - \frac{\Delta\overset{*}{U}}{nk_1}\right)^2}, \qquad (7.21a)$$

если пренебречь изменением напряжения системы, которое не превосходит 0,5÷0,6%.

Относительная величина мощности, которой располагает система, или, иначе, степень использования мощности системы определится в относительных единицах, если разделить выражение (7.21а) на число параллельно работающих генераторов, т. е.

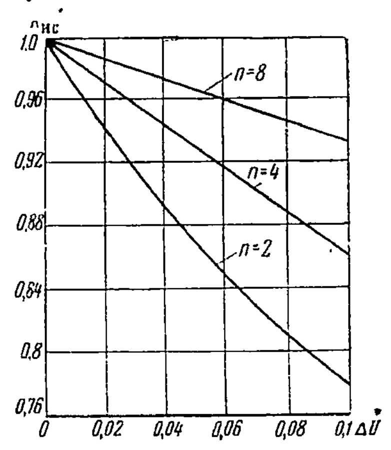
$$k_{\text{нс}} = \sqrt{\cos^2\varphi + \left(\sin\varphi_n - \frac{\Delta\overset{*}{U}}{nk_1}\right)^2} = \frac{|\overset{*}{S}|}{n}. \qquad (7.22)$$

Анализ (7.22) показывает, что снижение мощности системы, т. е. степень ее использования, зависит от коэффициента мощности

системы, значения коэффициента k_1, числа параллельно работающих генераторов n и величины смещения уставки регулятора ($\Delta \overset{*}{U}$).

Чем меньше коэффициент k_1 и больше число n параллельно работающих генераторов, тем меньше влияние смещения уставки регуляторов и, следовательно, выше степень использования системы. Для повышения степени использования мощности системы при погрешностях регуляторов желательно максимально увеличивать коэффициент k_1, т. е. наклон внешней характеристики при индуктивной нагрузке. Однако это может вызвать качания системы регулирования напряжения из-за наличия неустановившегося небаланса токов. Учитывая изложенное, величину k_1 выбирают максимально возможной, но в то же время обеспечивающей устойчивое регулирование напряжения.

Например, уставка одного из регуляторов напряжения смещена ниже номинального значения на $\Delta \overset{*}{U}=0{,}01$; 0,025; 0,05 и 0,1, а остальные регуляторы напряжения имеют номинальную уставку. В этом случае, учитывая обычные для самолетной системы значения $\cos\varphi=0{,}75$ и $\sin\varphi=0{,}661$, а также опытное значение $k_1=0{,}106$, можно получить степень использования мощности системы из (7.22). Результаты расчета при $n=2\div8$ приведены на фиг. 7.4.



Фиг. 7.4. Степень использования мощности системы.

В результате повреждения системы возбуждения генератора могут возникнуть либо чрезмерное повышение напряжения генератора — перенапряжение, либо снижение напряжения до величины, определяемой остаточным магнетизмом, — недовозбуждение.

Перевозбуждение может явиться следствием: замыканий внутри возбудителя, повреждения регулятора напряжения, повреждения распределителя реактивной нагрузки, ошибки регулировки регулятора, обрыва проводов между регулятором и распределителем. Недовозбуждение может явиться следствием: обрыва цепи возбуждения генератора или цепи возбуждения возбудителя, повреждения регулятора напряжения.

Длительное перевозбуждение приводит к перенапряжению в системе и как следствие — к повышению потребляемой мощности и повреждению некоторых потребителей энергии; повышению тока возбуждения и реактивного тока (повышению температуры возбудителя и генератора); выпадению из синхронизма, т. е. большим колебаниям токов и моментов во всех генераторах и пульсации напряжения в сети относительно значения, несколько превышающего номинальное.

Длительное недовозбуждение или полная потеря возбуждения приводит к снижению напряжения в системе и как следствие —

к нарушению нормальной работы потребителей энергии; переходу поврежденного генератора на реактивный режим, который характерен потреблением из сети большого реактивного тока и снижением активной мощности до 0,25 номинального значения (при этом генератор может выпасть из синхронизма); повышению тока возбуждения и реактивного тока у исправных генераторов и возбудителей системы и, следовательно, чрезмерному повышению их температуры; выпадению из синхронизма, т. е. большим колебаниям токов и моментов во всех генераторах системы и пульсации напряжения сети относительно некоторого значения ниже номинального.

Напряжение системы и величина уравнительного реактивного тока при повреждении системы возбуждения одного из параллельно работающих генераторов могут быть определены аналитически и использованы при расчете электросистемы и ее защиты.

7.3. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ АКТИВНОЙ НАГРУЗКИ

Распределение активной нагрузки между параллельно работающими генераторами основано на точном регулировании скорости вращения приводных двигателей.

В авиационных электрических системах генераторы обычно приводятся во вращение главными авиадвигателями, скорость вращения которых определяется только режимом полета и от режима работы генератора не зависит. Поэтому распределение активной нагрузки осуществляется регулированием скорости вращения гидропривода, который и осуществляет непосредственный привод генератора.

Принцип действия гидромуфты был изложен выше: изменяя положение «плавающей» шайбы, можно получить постоянную скорость выходного вала гидропривода, соединенного с валом генератора, при изменяющейся скорости входного вала гидропривода, соединенного с валом авиадвигателя.

Изменение наклона «плавающей» шайбы осуществляется при помощи регулятора мощности. Регулятор активной мощности должен реагировать на изменение скорости вращения (изменение активной нагрузки) отдельных генераторов.

К устройству стабилизации скорости вращения (частоты) предъявляются следующие технические требования:

1. Данное устройство предназначено обеспечить постоянство частоты и возможность параллельной работы.

Для сохранения синхронизма необходимо, чтобы сдвиг осей генераторов был менее 80 электрических градусов, что равносильно смещению до 20 механических градусов для машины с $2p=8$ и до 26° — при $2p=6$.

Для правильного распределения нагрузок между генераторами смещение их осей не должно превосходить $1\div2$ механических градусов.

2. Распределение активной мощности между параллельно работающими генераторами осуществляется автоматическим регулированием скорости, что обеспечивает равномерное распределение крутящего момента между генераторами. При этом регулятор должен обеспечивать следующие величины скорости и частоты при изменении нагрузки:

$P_н$ в %	0	100	120
n и f в %	105±1	100±1	95±1

Устройство и работа схемы регулирования скорости

На фиг. 7.5 приведена принципиальная схема регулирования активной мощности при параллельной работе авиационных генераторов переменного тока, а на фиг. 7.6 — принципиальная схема регулятора активной мощности. Она состоит из двух основных частей: собственно *регулятора* (тахогенератор и сервомотор) и *векторемерной схемы*, которая подает на регулятор импульс, пропорциональный активной мощности генератора.

Регулятор получает управляющий сигнал от трехфазного магнитоэлектрического тахогенератора ТГ, который приводится во вращение от ведомого вала привода через коническую зубчатую передачу.

Переменное напряжение тахогенератора, пропорциональное скорости вращения, выпрямляется и подается через последовательно включенное переменное сопротивление R_4 на управляющую обмотку регулятора K_1. Якорь соленоида управляющих катушек K_2 и K_1 механически связан с трехходовым клапаном *1* гидропередачи и пружиной *3*, образующей предварительное смещение клапана.

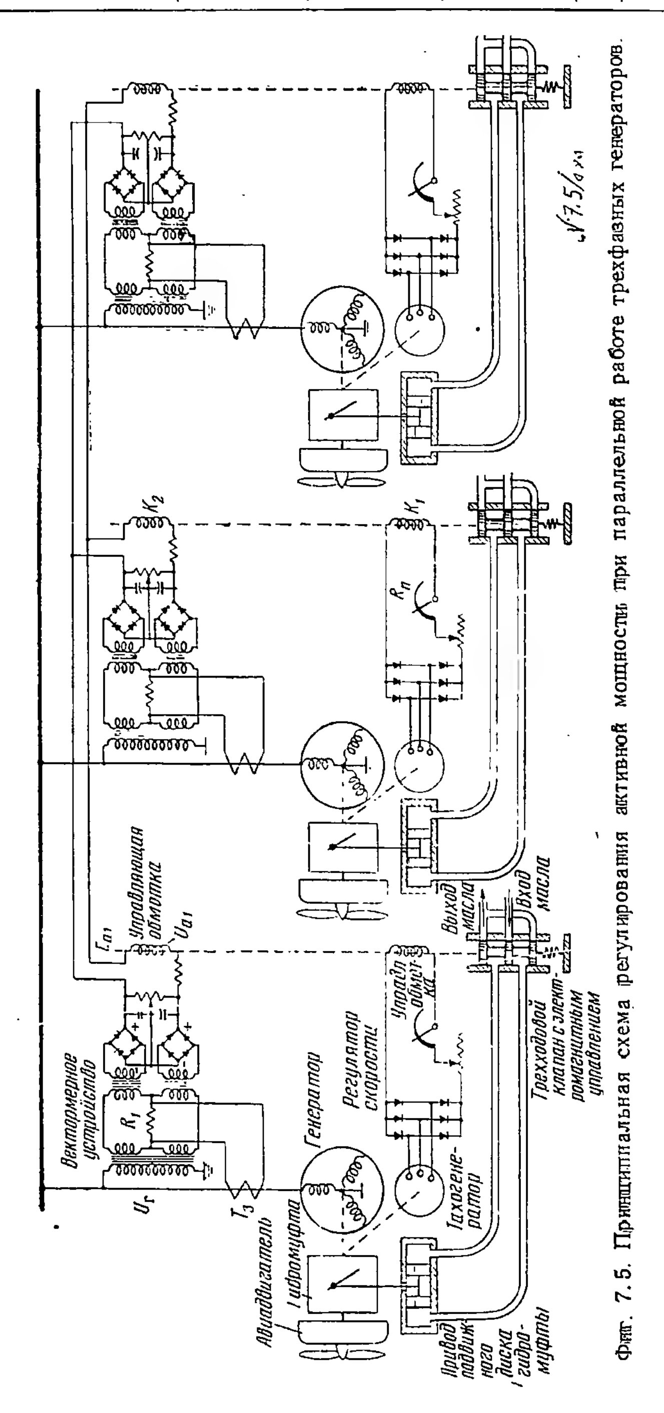
При установившемся режиме усилие, образуемое током управляющей обмотки K_1, уравновешивается натяжением пружины, и клапан свободно «плавает» в нейтральном положении.

Всякое изменение угловой скорости ведомого вала привода (по причине изменения нагрузки или изменения угловой скорости ведущего вала) вызывает кратковременное изменение тока в управляющей обмотке K_1; временное равновесие клапана нарушается и он перепускает масло в сервопривод, в результате чего изменяется положение (наклон) подвижной шайбы.

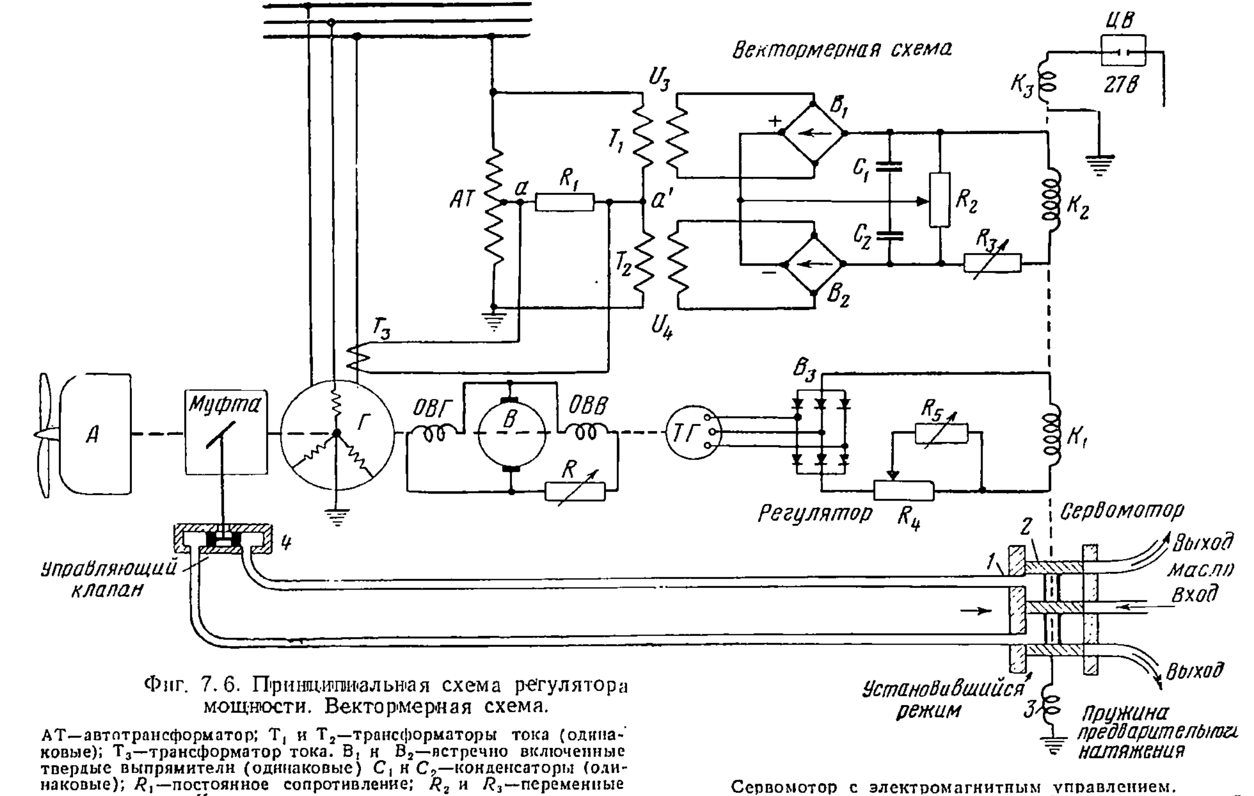
Направление усилия, действующего на клапан, и изменение наклона шайбы при этом таковы, что восстанавливается первоначальная угловая скорость ведомого вала. При восстановлении номинальной скорости вращения управляющий клапан сервопривода *4* возвращается в нейтральное положение. Так происходит непрерывное регулирование скорости при помощи сервомотора с электромагнитным управлением. Реостатом R_5, расположенным на приборном щитке бортмеханика, можно устанавливать скорость, которую должен поддерживать регулятор.

Для правильной параллельной работы синхронных генераторов необходимо, чтобы скорость вращения генераторов снижалась с увеличением нагрузки. Это осуществляется при помощи векторемерной схемы.

Устройство и работа векторемерной схемы. Фазное напряжение генератора подается на автотрансформатор АТ. Вторичная цепь автотрансформатора имеет отвод от средней точки a', который присоединен к двум одинаковым трансформаторам T_1 и T_2 в общей точке a.



Фиг. 7.5. Принципиальная схема регулирования активной мощности при параллельной работе трехфазных генераторов.



Фиг. 7.6. Принципиальная схема регулятора мощности. Векторомерная схема.

АТ—автотрансформатор; T_1 и T_2—трансформаторы тока (одинаковые); T_3—трансформатор тока. B_1 и B_2—встречно включенные твердые выпрямители (одинаковые) C_1 и C_2—конденсаторы (одинаковые); R_1—постоянное сопротивление; R_2 и R_3—переменные сопротивления; K_2—управляющая катушка, реагирующая на активную нагрузку генератора; ТГ—тахогенератор; B_3—трехфазный выпрямитель ТГ; R_4 и R_5—переменные сопротивления ТГ; K_1—управляющая обмотка, реагирующая на скорость генератора.

Сервомотор с электромагнитным управлением. 1—трехходовой клапан гидропередачи. 2—электромагнитный золотник. 3—пружина предварительного натяжения. 4—сервопривод. K_3—защитная обмотка центробежного выключателя ЦВ.

Напряжения трансформаторов (T_1 и T_2) выпрямляются селеновыми выпрямителями (B_1 и B_2), которые так соединены между собой, что выпрямленное напряжение вычитается и разность напряжений подается на управляющую катушку K_2. Обмотка K_2 намотана на сердечник концентрично с главной управляющей обмоткой K_1. Так как напряжения вторичных цепей U_3 и U_4 равны и после выпрямления направлены в противоположные стороны, то ток в управляющей катушке K_2 равен нулю.

Если теперь между точкой a и a' включить активное сопротивление R_1 и подать на него напряжение, пропорциональное току нагрузки от трансформатора тока T_3, то напряжения U_3 и U_4 будут равны соответственно сумме и разности вектора напряжения U и падения в сопротивлении R_1, т. е.

$$\dot{U}_3 = \dot{U} + R_1\dot{I} \quad \text{и} \quad \dot{U}_4 = \dot{U} - R_1\dot{I}.$$

Фиг. 7.7. Диаграмма напряжения векторомерной схемы.

а—cos φ=0—выходные напряжения одинаковы, *б*—cos φ ≠ 0—выходные напряжения разные.

Теперь разность напряжений U_3—U_4 после выпрямления уже не равна нулю, и ток, поступающий в катушку K_2, пропорционален разности напряжений

$$\dot{U}_3 - \dot{U}_4 = (\dot{U} + R_1\dot{I}) - (\dot{U} + R_1\dot{I}).$$

Таким образом, при наличии нагрузки к сигналу, соответствующему напряжению генератора, добавится или вычтется сигнал, пропорциональный току нагрузки, и в управляющей катушке K_2 будет протекать ток, пульсация которого сглаживается фильтром (C_1, C_2 и R_2).

Катушка K_2 включена так, что при наличии нагрузки генератора направление ее потока совпадает с осью потока катушки K_1, т. е. она оказывает на серводвигатель такое же действие, как и при повышении скорости вала.

При разрыве цепи управляющей обмотки K_1 генератор может получить наибольшую (опасную) скорость вращения. Для защиты от разноса установлен центробежный выключатель ЦВ, который при заданной скорости ($n \approx 1{,}15 n_{\text{ном}}$) включает катушку K_3, заменяющую неисправную катушку K_1; она питается от системы постоянного тока.

Скорость генератора, несущего большую нагрузку, имеет тенденцию к понижению, а скорость генератора, несущего меньшую нагрузку,— к повышению, в результате чего происходит равномерное распределение нагрузок. При такой системе регулирования распределения нагрузок между генераторами частота системы сни-

жаётся на 5% при переходе от холостого хода до номинальной нагрузки.

Из векторных диаграмм фиг. 7.7 ясно, что схема реагирует только на изменения активной мощности.

Результаты испытания гидропередачи. Система с двумя генераторами мощностью 30 *квт*, $\cos\varphi=0{,}75$ при $f=400$ *гц* испытывалась с авиационными двигателями мощностью 450 *л. с.* каждый.

Вес генераторов с возбудителями по 35,4 *кг*, что соответствует относительному весу 0,885 *кг/ква* или 1,18 *кг/квт*. Вес гидропередачи к ним — 25 *кг*, регуляторов и вспомогательных механизмов — 40,8 *кг* и тахогенераторов — 1,4 *кг*. Итого, вес комплекта составлял 67,2 *кг* при диапазоне изменения скорости ведомого вала от 2700 до 7000 об/мин. Испытания показали, что генераторы быстро синхронизировались и устойчиво работали: при включении роторов с расхождением осей на 180 электрических градусов; при работе двигателей с различными скоростями вращения; при ускорении вращения одного из двигателей на 1700 об/мин в секунду.

Основные уравнения

При равномерном распределении активной нагрузки между параллельно работающими генераторами ток в соединительных проводах отсутствует. Если же активная нагрузка одного из генераторов почему-либо увеличилась по сравнению со всеми остальными, то в цепи появится ток, величина и направленне которого должны обеспечить восстановление равномерного распределения активной нагрузки между генераторами путем воздействия на золотники всех n гидроприводов.

Для выходных напряжений вектормерных схем (фиг. 7.8) справедливы уравнения

$$\left.\begin{aligned} E_{a1}&=B_2 I_1\cos\varphi_1\\ &\cdots\cdots\\ E_{an}&=B_2 I_n\cos\varphi_n.\end{aligned}\right\}\qquad(7.23)$$

Здесь $E_{a1}, E_{a2}\ldots E_{an}$ — напряжения на выходе вектормерных схем;
B_2 — коэффициент пропорциональности вектормерных схем;
$\varphi_1, \varphi_2\ldots\varphi_n$ — углы отставания токов нагрузки $I_1, I_2\ldots I_n$ от напряжения.

Схема (фиг. 7.8, *а*) может быть преобразована в схему (фиг. 7.8, *б*), для которой справедливо соотношение

$$I_{a1}=\frac{n-1}{n}\,\frac{E_{a1}-E_{an}}{R_{02}}=\frac{n-1}{n}\,\frac{\Delta E}{R_{02}},\qquad(7.24)$$

где R_{02} — сопротивление второй управляющей обмотки.

Учитывая (7.23 и 7.24), получают

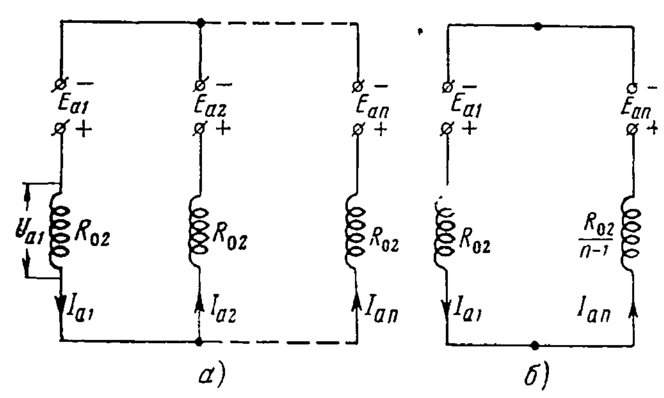
$$I_{a1}=\frac{n-1}{n}\frac{B_2}{R_{02}}(I_1\cos\varphi_1-I_n\cos\varphi_n). \qquad (7.25)$$

Для автономного генератора, работающего на отдельную нагрузку, частота приблизительно прямо пропорциональна падению напряжения на зажимах второй управляющей обмотки, которое является линейной функцией напряжения E_a, т. е.

$$f=f_0-\beta U_a=f_0-\beta I_a R_{02}, \qquad (7.26)$$

где f_0 — уровень частоты или эталонная частота уставки, т. е. частота, определяемая только первой обмоткой управления (частота при холостом ходе генератора);

U_a и I_a — падение напряжения и ток во второй обмотке управления (обмотке статизма).



Фиг. 7.8. Схема уравнителя активной нагрузки.

а—основная, б—эквивалентная.

Это выражение может быть применено к каждой из параллельно работающих машин; следовательно, учитывая (7.25), можно записать для всех генераторов

$$f=f_{01}-\beta I_{a1}R_{02}=f_{01}-K_2\frac{n-1}{n}(I_1\cos\varphi_1-I_n\cos\varphi_n),$$

. . . .

$$f=f_{0n}-\beta I_{an}R_{02}=f_{0n}+\frac{K_2}{n}(I_1\cos\varphi_1-I_n\cos\varphi_n), \qquad (7.27)$$

где $K_2=\beta B_2$

и $I_n=-I_1/(n-1)$ для n-ного генератора.

Постоянная K_2 может быть определена экспериментально для автономно работающего генератора, для которого построена скоростная характеристика, т. е. зависимость $f=\varphi(I)$. Постоянная K_2

есть тангенс угла наклона скоростной характеристики, взятый с обратным знаком, т. е.

$$K_2 = -\operatorname{tg} \alpha_2.$$

Обычно в относительных единицах $K_2=0{,}05$; это означает, что при номинальной частоте системы, равной 400 *гц*, изменение нагрузки от холостого хода до номинальной приводит к снижению частоты на $\Delta f = K_2 f_0 = 0{,}05 \cdot 400 = 20$ *гц*.

Пользуясь реостатом в цепи второй обмотки управления (обмотки статизма), можно изменять наклон скоростной характеристики, т. е. величину K_2 (практически в пределах $K_2=0{,}16 \div 0{,}04$). Следовательно, вектормерная схема действует таким образом, что с возрастанием активной нагрузки скорость генератора снижается.

Опыт работы автономного генератора без вектормерного устройства показал, что скорость вращения (частота) генератора несколько снижается при увеличении активной нагрузки. Это означает, что первая управляющая обмотка сама вносит некоторый статизм. При возрастании нагрузки от холостого хода до номинальной нагрузки частота снижается всего на несколько герц (при $f_0=400$ *гц*), в связи с чем можно принять, что при разомкнутой цепи обмотки статизма $K_2 \approx 0$ (т. е. пренебрегается статизмом первой обмотки управления).

Можно отметить, что уравнения (7.13) и (7.14) для напряжения аналогичны уравнениям (7.27) для частоты.

Степень использования мощности электросистемы

Использование номинальной мощности электросистемы снижается при неравномерном распределении активной мощности между параллельно работающими генераторами. Потеря мощности вследствие нарушения уставок (уровня) регулятора скорости может быть определена подобно тому, как это выполнено при учете нарушения уставок регулятора напряжения.

Так, учитывая, что частота всех параллельно работающих в системе генераторов одинакова, из (7.27) можно получить

$$0 = f_{01} - f_{0n} - K_2 (I_1 \cos \varphi_1 - I_n \cos \varphi_n)$$

или

$$I_1 \cos \varphi_1 - I_n \cos \varphi_n = \frac{f_{01} - f_{0n}}{K_2} = -\frac{\Delta f}{K_2} \qquad (7.28)$$

(обычно $f_{0n} > f_{01}$ и Δf имеет знак «минус»).

В относительных единицах

$$\overset{*}{I}_1 \cos \varphi_1 = \cos \varphi_n - \frac{\Delta \overset{*}{f}}{K_2}, \qquad (7.29)$$

где

$$\Delta \overset{*}{f} = \frac{\Delta f}{I_n} \text{ и } \overset{*}{I}_1 = \frac{I_1}{I_n}.$$

Активная нагрузка (ток) всех потребителей равна

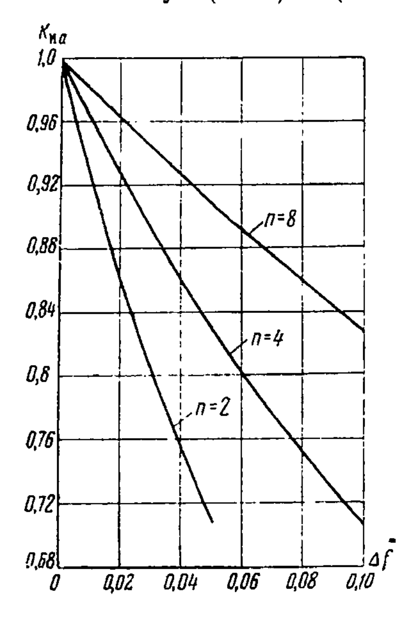
$$I_c \cos\varphi = I_1 \cos\varphi_1 + I_n (n-1) \cos\varphi_n,$$

или в относительных единицах

$$\overset{*}{P} = \overset{*}{I}_c \cos\varphi = \overset{*}{I}_1 \cos\varphi_1 + (n-1) \cos\varphi_n. \qquad (7.30)$$

Используя (7.29) и (7.30), получим

$$\overset{*}{P} = \overset{*}{I}_c \cos\varphi = n \cos\varphi_n - \frac{\Delta \overset{*}{f}_1}{K_2}.$$



Фиг. 7.9. Степень использования мощности электросистемы в зависимости от разбаланса частоты.

Полная относительная мощность системы

$$\overset{*}{S} = \overset{*}{P} + j\overset{*}{Q} =$$

$$= n\left[\left(\cos\varphi_n - \frac{\Delta \overset{*}{f}}{nK_2}\right) + j \sin\varphi\right], \qquad (7.31)$$

если пренебречь небольшим изменением напряжения системы.

Модуль полной относительной мощности равен

$$|\overset{*}{S}| = n \sqrt{\sin^2\varphi + \left(\cos\varphi_n - \frac{\Delta \overset{*}{f}}{nK_2}\right)^2}. \qquad (7.32)$$

Коэффициент использования мощности системы

$$k_{иа} = \frac{|\overset{*}{S}|}{n} = \sqrt{\sin^2\varphi + \left(\cos\varphi_n - \frac{\Delta \overset{*}{f}}{nK_2}\right)^2}. \qquad (7.33)$$

На фиг. 7.9 показана зависимость

$$k_{иа} = \varphi(\Delta \overset{*}{f}) \text{ при } \cos\varphi = 0{,}75 \text{ или } K_2 = 0{,}05,$$

из которой следует, что *чем больше число параллельно работающих генераторов, тем меньше сказывается влияние нарушения уставок регулятора скорости.*

Допуская снижение использования на 10% ($k_{иа} \approx 0{,}9$), можно разрешить отклонение уставок регулятора мощности на 1,5% при $n=2$ или 2,5% при $n=4$ и 5,5% при $n=8$.

7.4. ВКЛЮЧЕНИЕ НА ПАРАЛЛЕЛЬНУЮ РАБОТУ

Включение синхронных машин на параллельную работу называется *синхронизацией.* Ее задачей является сохранение синхронизма после включения при минимальном уравнительном токе и минимальном толчке избыточной мощности в момент включения.

Нарушение правил включения синхронных машин на параллельную работу приводит к возникновению толчков уравнительного тока и толчков избыточного момента.

При равенстве частот и совпадении фаз, но несоблюдении равенства напряжений возникает уравнительный ток, равный

$$\dot{I}_{\text{ур}}=\frac{\dot{E}_{\text{г}}-\dot{U}_{\text{c}}}{(R_{\text{г}}+R_{\text{c}})+j(x_{\text{г}}+x_{\text{c}})}$$

или при $R_{\text{г}} \ll x_{\text{г}}$ и $R_{\text{c}} \ll x_{\text{c}}$

$$\dot{I}_{\text{ур}}=-j\frac{E_{\text{г}}-U_{\text{c}}}{x_{d\,\text{г}}+x_{d\,\text{c}}}, \tag{7.34}$$

т. е. уравнительный ток имеет в основном реактивный характер. Уравнительный ток имеет такое направление, при котором он усиливает поле машины с пониженным напряжением и снижает поле машины с повышенным напряжением, сохраняя на зажимах сети одинаковое напряжение.

При равенстве напряжений, но несоблюдении равенства частот или соответствия фаз имеет место пульсация разности напряжений и возникает активная составляющая тока, которая попеременно нагружает сеть и приключаемую машину активной мощностью.

Пульсация (биение) напряжения происходит в пределах двойного напряжения и может быть выражена для мгновенных значений уравнением

$$\Delta u=u_{\text{c}}-e_{\text{г}}=\sqrt{2}E(\sin\omega_1 t-\sin\omega_2 t)=$$

$$=2\sqrt{2}E\sin\frac{\omega_1-\omega_2}{2}\cos\frac{\omega_1+\omega_2}{2}, \tag{7.35}$$

где ω_1 и ω_2 — угловая частота сети и генератора;

$U_{\text{c}}=E_{\text{г}}=E$ — действующее значение напряжения сети.

Известны два основных вида синхронизации машин: *точная синхронизация,* когда включение машины в сеть производится при равенстве напряжений и частот, а также совпадении фаз возбужденного генератора, работающего вхолостую, и сети; *самосинхронизация,* когда производится включение в сеть невозбужденной синхронной машины при достижении ротором подсинхронной скорости вращения.

Точная синхронизация и самосинхронизация могут быть осуществлены ручным, полуавтоматическим и автоматическим путем.

В авиационных электрических системах рационально применение автоматической или полуавтоматической системы точной синхронизации или самосинхронизации.

Точная синхронизация

Практически для авиационных систем электроснабжения применимы две системы:

а) автоматическая, при которой возбужденный генератор при помощи синхронизатора доводится до синхронизма и затем включается в сеть;

б) полуавтоматическая, при которой возбужденный генератор при помощи синхронизатора доводится до синхронизма и поддерживается в таком состоянии до включения его в сеть от руки.

На фиг. 7.10 и 7.11 показана одна из авиационных систем полуавтоматической синхронизации.

Здесь при помощи дифференциальных сельсинов скорость вращения генератора автоматически доводится почти до синхронной, после чего при помощи распределения активной нагрузки генератор вводится в синхронизм и от руки включается в сеть.

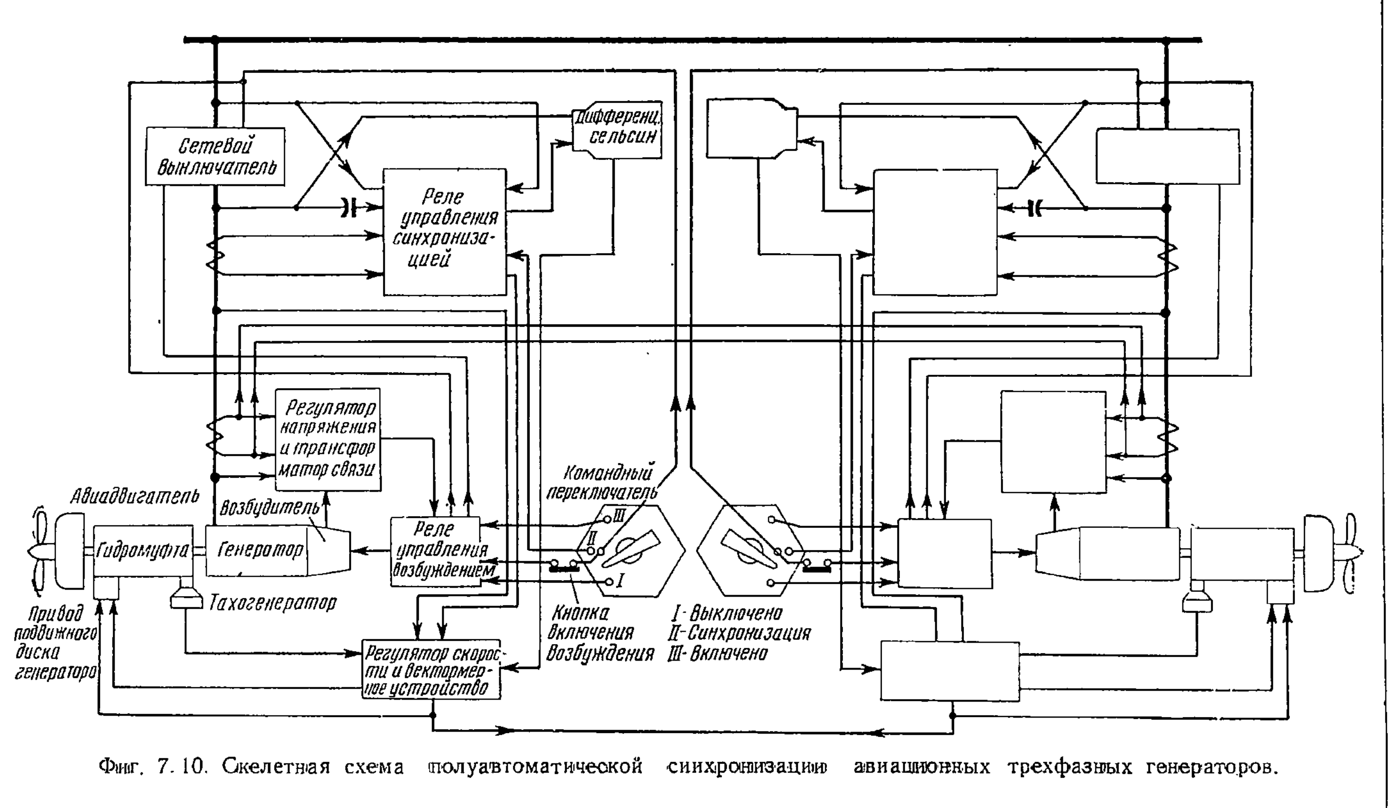
Порядок работы синхронизационного устройства фиг. 7.11. Если необходимо включить генератор $Г_1$ на параллельную работу с генератором $Г_2$, который несет определенную нагрузку, то необходимо произвести следующие операции.

В исходном положении генератор $Г_1$ не возбужден, командный переключатель КП занимает положение *I—I*, сетевой контактор *К* выключен и сигнальная лампа СЛ горит, контакты реле синхронизации РС выключены, векторомерная схема включена как распределитель активной нагрузки (т. е. сопротивление R_1 ВМУ включено на трансформатор тока T_3).

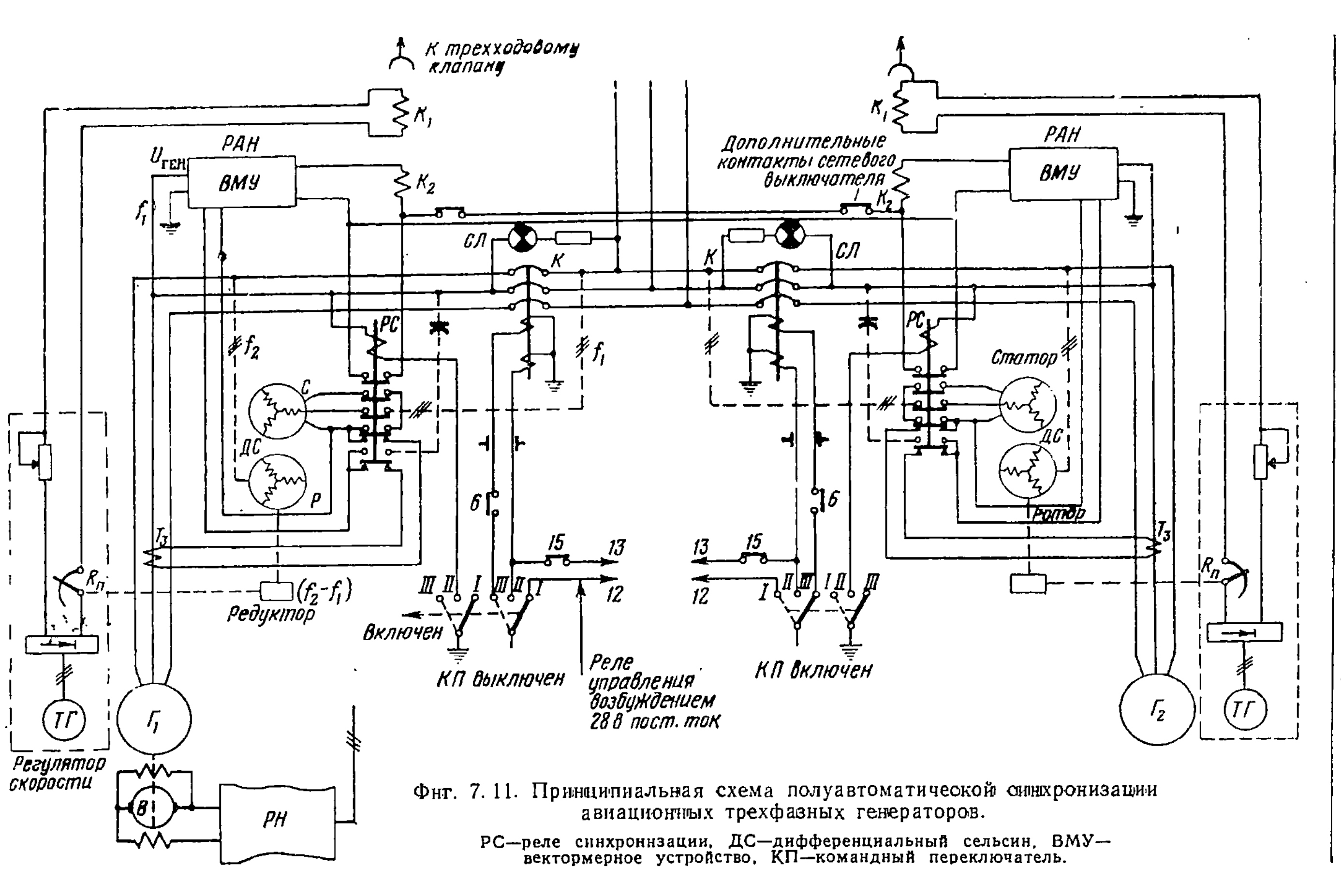
При включении командный переключатель перемещают в положение *II—II* («готов») и возбуждают генератор нажатием кнопки *15*; при этом возбуждается обмотка РС напряжением генератора, РС переключает векторомерное устройство ВМУ на работу синхронизатора и включает статор дифференциального сельсина ДС на напряжение сети. Ротор сельсина, постоянно присоединенный к статору генератора, получает питание от возбуждения генератора.

Таким образом, на входной автотрансформатор ВМУ подается напряжение генератора, а на управляющую обмотку K_2 — напряжение сети и, следовательно, ВМУ реагирует на разность напряжений генератора и сети (по величине и фазе). На статор ДС подается напряжение сети с частотой f_1, а на ротор — напряжение генератора с частотой f_2 и, следовательно, ДС действует на разность частот.

Напомним, что обмотка возбуждения РС и ротор ДС возбуждаются генератором и, следовательно, это произойдет только в случае, если генератор будет возбужден.



Фиг. 7.10. Скелетная схема полуавтоматической синхронизации авиационных трехфазных генераторов.



Фиг. 7.11. Принципиальная схема полуавтоматической синхронизации авиационных трехфазных генераторов.

РС—реле синхронизации, ДС—дифференциальный сельсин, ВМУ—вектормерное устройство, КП—командный переключатель.

В положении «Готов» устройство синхронизации работает следующим образом. Ротор ДС, придя во вращение со скоростью, соответствующей разности частот сети и генератора $(f_2-f_1)=\Delta f$, перемещает через редуктор рычаг реостата (R_n) управления частотой со скоростью, пропорциональной разности частот генератора и сети, в направлении уменьшения этой разности, т. е. приближает частоту генератора к частоте сети. Примерно через 2 сек. после перевода КП в положение «Готов» разность частот становится столь незначительной (0,5%), что ввод в синхронизм может быть произведен вектормерным устройством, которое электрически управляет гидроприводом постоянной скорости, изменяя наклон плавающей шайбы. Последняя уменьшает скорость выходного вала муфты, до тех пор пока разность напряжений между главными контактами сетевого контактора *К*, т. е. между напряжением генератора и сети, не окажется весьма малой и лампа синхронизации не погаснет.

Когда достигнут синхронизм, КП переводят в положение *III—III* («Включено»); при этом с помощью вспомогательных контактов включается сетевой контактор *К* и генератор оказывается присоединенным к сети, реле синхронизации размыкается и на вход ВМУ включается трансформатор, т. е. ВМУ переходит к выполнению нормальных функций распределителя активной нагрузки.

Преимуществом точной синхронизации является возможность ограничения величины толчков уравнительного тока и обменной мощности до желаемой величины. Недостатком точной автоматической синхронизации является сложность аппаратуры синхронизации, а при ручной синхронизации требуется высокая квалификация персонала. Точная синхронизация, особенно при колебании частоты и напряжения системы, требует относительно продолжительного времени, что в аварийных условиях способствует развитию аварии.

Кроме того, при ошибочных включениях по методу точной синхронизации величина толчков тока и обменной мощности может превосходить таковые при самосинхронизации. Известны многочисленные примеры, когда в мощных энергосистемах выходили из строя крупные генераторы и трансформаторы при ошибочном включении по методу точной синхронизации.

При неудачном включении возбужденной синхронной машины $(\theta=\pi)$ толчок тока может достигать величины

$$I_{\text{ур max}}=\frac{1,8\cdot 2\sqrt{2}E''_d}{x''_{d1}+x''_{d2}+x_{\text{с.п}}}. \tag{7.36}$$

Здесь x''_{d1} и x''_{d2} — сверхпереходные индуктивные сопротивления генератора и системы в продольной оси;

$x_{\text{с.п}}$ — индуктивное сопротивление соединительных проводов между генератором и системой;

E''_d — э. д. с. в сверхпереходном режиме.

Для машин, мощность которых сравнима с мощностью системы,

$$x''_{d1} \approx x''_{d2}$$

и

$$I_{\text{ур max}} = \frac{3{,}6\sqrt{2}E''_d}{2x''_d + x_{\text{с.п}}} \approx \frac{1{,}8\sqrt{2}E''_d}{x''_d} = I_{\text{к.уд}}, \qquad (7.37)$$

т. е. уравнительный ток примерно равен ударному току короткого замыкания.

Для машин, мощность которых значительно меньше мощности сети, т. е. при включении на мощную систему $x_{d2}'' \to 0$ и

$$I_{\text{ур max}} \approx 2I_{\text{к уд}},$$

т. е. уравнительный ток близок по значению к двойному ударному току короткого замыкания.

При включении возбужденной машины в сеть она может развить генераторную мощность, превосходящую номинальное значение в 4÷6 раз, в то время как при включении невозбужденной машины синхронный момент не появится из-за отсутствия потока ротора.

Самосинхронизация

Самосинхронизация синхронных машин, т. е. включение невозбужденной синхронной машины в систему при подсинхронной скорости, имеет ряд существенных преимуществ, которые делают эту систему целесообразной и для авиационных электросистем.

Основным недостатком системы самосинхронизации является большая величина толчка уравнительного тока в момент включения невозбужденного генератора и кратковременное снижение напряжения системы.

Основное преимущество самосинхронизации заключается в простоте, исключающей появление ошибок, в надежности, малом весе аппаратуры управления, быстродействии системы и возможности включения при глубоких посадках напряжения.

Практически для авиационных систем электроснабжения применимы также две системы:

а) автоматическая самосинхронизация, в которой синхронизирующее устройство доводит невозбужденный генератор до подсинхронной скорости, включает его в сеть и подает возбуждение;

б) полуавтоматическая самосинхронизация, в которой синхронизирующее устройство включает генератор в сеть и подает возбуждение после того, как скорость вращения вручную доведена до подсинхронной.

Для полуавтоматической и автоматической самосинхронизации применяют реле разности частот, работающее от остаточного напряжения генератора. Оно имеет две обмотки, из которых одна присоединена к напряжению сети, а другая — к напряжению генератора;

обмотки включены встречно, и при скольжении порядка 2% реле срабатывает, присоединяя генератор к сети.

Возможность применения самосинхронизации определяется величиной допустимого толчка уравнительного тока; возможностью втягивания машины в синхронизм; величиной посадки напряжения системы.

Толчок уравнительного тока при самосинхронизации. В энергосистемах Советского Союза считается допустимым, когда в момент включения невозбужденного генератора периодическая слагающая тока, подсчитанная по переходному индуктивному сопротивлению генератора в продольной оси, не превосходит 3,5-кратного значения от номинального тока машины. Для синхронных машин малой мощности и, в частности, авиационных с малым сроком службы эта величина может быть безопасно увеличена до 5 и даже выше.

Расчет ведется по x_d', а не x_d'', так как затухание сверхпереходного тока происходит столь быстро, что, как показали измерения, он не оказывает механического влияния на обмотки якоря.

Величина переходного индуктивного сопротивления машины в продольной оси определяет и значение допустимого толчка тока.

Ввиду того, что авиационные генераторы обычно включаются на сеть сравнимой мощности, толчок тока при самосинхронизации не может превзойти четырехкратного значения, что вполне допустимо.

Токи в переходном режиме (при самосинхронизации). Включим невозбужденную синхронную машину в сеть при вращении ее ротора со скольжением s по отношению к синхронной скорости поля, определяемой частотой сети. Обмотка возбуждения во избежание пробоя изоляции от перенапряжения в момент включения замыкается накоротко или на малое сопротивление. При этом в обмотках статора и ротора возникают свободные составляющие токов, которые затухают по экспоненциальному закону.

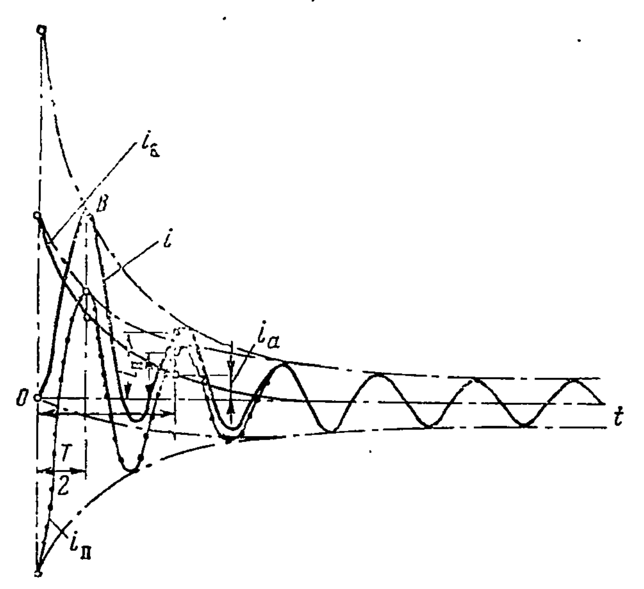
Свободный ток ротора с короткозамкнутой обмоткой затухает с постоянной времени T_d'. Если же обмотка ротора замкнута на сопротивление, то ток затухает значительно быстрее. Магнитное поле, образуемое свободным током ротора, вращаясь вместе с ротором, наводит в обмотке статора периодически затухающий ток, имеющий частоту $f(1-s)$.

Переходные явления, происходящие при включении в сеть невозбужденной синхронной машины, во многом подобны переходным явлениям, имеющим место при ударном коротком замыкании (фиг. 7. 12).

В самом неблагоприятном случае в обмотке статора протекают следующие токи.

Вынужденный периодический ток, имеющий частоту сети f, зависит по величине от скольжения s, уменьшаясь по

мере снижения последнего. При синхронном вращении, когда $s=0$, вынужденный периодический ток достигает наименьшего значения, определяемого величиной синхронного реактивного сопротивления x_d и соответствующего установившемуся току короткого замыкания. Вследствие магнитной и электрической несимметрии ротора амплитуда вынужденной составляющей тока статора пульсирует с двойной частотой скольжения $2fs$.



Фиг. 7.12. Токи в обмотке якоря при переходном процессе.

$i_п$—периодическая составляющая; $i_{ап}$—апериодическая составляющая; $i=i_п+i_{ап}$—суммарный ток переходного режима.

Периодически затухающий ток, имеющий частоту $f(1-s)$ и наведенный в обмотке статора свободным током ротора, затухает с постоянной времени T_d'.

Сумма вынужденного и переходного затухающего токов статора дает результирующий периодический ток статора.

Свободный апериодический ток, который подобен апериодическому току ударного короткого замыкания, затухает быстро с постоянной времени T_a и образует неподвижное в пространстве поле, которое, пересекая замкнутую обмотку возбуждения, наводит в ней переменный ток частотой $f(1-s)$.

Скольжение s считается положительным при отставании ротора от поля, создаваемого сетью.

Начальное значение свободного апериодического тока, возникающего в обмотке возбуждения, а следовательно, и переходной периодической составляющей тока якоря, зависит от взаимного положения осей обмотки возбуждения и потока в момент включе-

ния. В неблагоприятный момент, когда энергия магнитного поля максимальна, апериодический ток имеет наибольшее значение, а в другой момент, отличный от первого на угол $\pi/2$, он не возникает.

В первом случае начальное значение тока якоря будет наибольшим, во втором случае — наименьшим и равным сумме апериодической составляющей и вынужденной периодической составляющей. Наибольшее начальное значение апериодической составляющей тока якоря определяется величиной переходного индуктивного сопротивления x_d'.

Если в машине имеются короткозамкнутые контуры (успокоительные обмотки), то появится еще составляющая сверхпереходного тока, которая затухает быстро с постоянной времени T_d''. В этом случае наибольшее значение периодической составляющей тока якоря определяется сверхпереходным индуктивным сопротивлением x_d''.

В однофазных авиационных машинах применяется полная успокоительная клетка, поэтому величина свободного тока в роторе и наибольшее начальное значение тока якоря мало зависят от момента включения машины в сеть; кроме того, пульсация вынужденного тока, обусловленная скольжением, значительно сглаживается.

Условия втягивания в синхронизм

При включении возбужденного генератора в сеть на его валу действуют следующие моменты вращения:

а) синхронный момент, вызванный взаимодействием поля возбуждения и поперечной составляющей н. с. якоря

$$M_с = \frac{E_d U}{x_d} \sin\theta = I_{к.з} U \sin\theta;$$

б) реактивный момент, вызванный несимметрией магнитной системы

$$M_р = \frac{U^2}{2x_d}(k-1)\sin 2\theta;$$

в) асинхронный момент, вызванный взаимодействием поля возбуждения и токов в короткозамкнутых контурах вторичной цепи при асинхронном ходе ротора

$$M_{ас} = \rho\frac{\omega_с - \omega}{\omega_с}$$

или

$$M_{ас} = -\frac{\rho}{\omega_с}\frac{d\theta}{dt} = D\frac{d\theta}{dt};$$

наибольшее значение асинхронного момента равно $0{,}5 \div 0{,}6 M_{ном}$ при отсутствии демпферной клетки и $M_{ас} = M_{ном}$ — при наличии

демпферной клетки; важно отметить, что асинхронный момент достигает максимума при малом скольжении $s=0{,}2\div0{,}3\%$, а при скольжении в $2\div3\%$ он снижается примерно в 10 раз, будучи недостаточным для втягивания машины в синхронизм;

г) момент вращения, развиваемый первичным двигателем $M_{дв}$ (в преобразователях — момент, развиваемый двигателем постоянного тока);

д) момент сопротивления от сил механического трения $M_{тр}$;

е) динамический момент от сил инерции, возникающий при изменениях скорости вращения ротора,

$$M_J=\frac{J}{p}\frac{d^2\theta}{dt^2}.$$

В приведенных уравнениях

x_d и x_q — синхронное сопротивление в продольной и поперечной осях;

J — момент инерции вращающихся частей;

p — число пар полюсов;

$$k=\frac{x_d}{x_q}.$$

Условие равновесия моментов при асинхронном вращении можно приближенно представить уравнением общего вида

$$M_{вр}=M_{дв}-M_{тр}=\pm(M_с+M_р+M_{ас}+M_J)$$

или

$$M_{вр}=\pm\left[\frac{E_dU}{x_d}\sin\theta+\frac{U^2}{2x_d}(k-1)\sin2\theta+D\frac{d\theta}{dt}+\frac{J}{p}\frac{d^2\theta}{dt^2}\right]. \qquad (7.38)$$

При равномерном вращении с постоянным скольжением $M_J=0$ и

$$M_{вр}=\pm\left(k_с\sin\theta+k_р\sin2\theta+D\frac{d\theta}{dt}\right), \qquad (7.39)$$

где

$$k_с=\frac{E_dU}{x_d}, \quad k_р=\frac{U^2}{2x_d}(k-1).$$

При включении в сеть невозбужденной машины, т. е. при отсутствии возбуждения, синхронный момент будет равен нулю и

$$M_{вр}=\pm\left(k_р\sin2\theta+D\frac{d\theta}{dt}+\frac{J}{p}\frac{d^2\theta}{dt^2}\right). \qquad (7.40)$$

Если мощность первичного двигателя расходуется только на преодоление механических потерь вращения ($M_{дв}-M_{тр}=0$), то ускорение ротора за счет момента первичного двигателя отсутствует. В этом случае при скорости вращения ротора $n_р$ меньше синхронной скорости поля n сумма моментов $M_р+M_{ас}$ имеет положительный знак и ускоряет вращение ротора до синхронной скорости; при $n_р>n$

момент $M_р'+M_{ас}$ имеет отрицательный знак и замедляет вращение ротора до синхронной скорости.

При подсинхронной скорости ротор может втянуться в синхронизм под влиянием либо реактивного момента, если машина не возбуждена, либо под влиянием синхронного момента, если машине дано возбуждение.

Асинхронный момент при подсинхронной скорости практически близок к нулю.

Опыты показывают, что величина реактивного момента $M_р$ всегда оказывается достаточной для втягивания ротора в синхронизм даже у синхронных машин с неявно выраженными полюсами, где $M_р$ мало.

При включении невозбужденной машины методом самосинхронизации реактивный момент, действующий на ротор после затухания свободных составляющих токов в статоре и роторе, при пренебрежении активным сопротивлением обмотки статора будет равен

$$M_р'=\frac{U^2}{2x_d}\left\{(k-1)\sin 2\theta-\left(\frac{x_d}{x_d'}-1\right)\frac{sT_d'}{1+(sT_d')^2}\times\right.$$

$$\times\left[1+\sqrt{1+(sT_d')^2}\sin\left(2\theta-\operatorname{arc\,tg}\frac{1}{sT_d'}\right)\right]-$$

$$\left.-k\left(\frac{x_q}{x_q'}-1\right)\left[1-\sqrt{1+(sT_d')^2}\sin\left(2\theta-\operatorname{arc\,tg}\frac{1}{sT_d'}\right)\right]\right\}, \qquad (7.41)$$

где T_d' — постоянная времени переходного режима в продольной цепи, в среднем равная $T_d'\approx 0{,}01$ сек.

Значения $\overset{*}{x}_d$, $\overset{*}{x}_q$, $\overset{*}{x}_d'$ и $\overset{*}{x}_q'$ для авиационных генераторов приближенно равны

$$\overset{*}{x}_d=1{,}0\div 1{,}4;\quad \overset{*}{x}_q=0{,}55\div 0{,}7;$$

$$\overset{*}{x}_d'=0{,}15\div 0{,}2;\quad \overset{*}{x}_q'=\overset{*}{x}_q;\quad k=\frac{x_d}{x_q}\approx 2{,}0.$$

Если же одновременно с включением в сеть обмотки статора в обмотку ротора подается ток возбуждения, то, помимо реактивного момента $M_р'$, в генераторе возникнет синхронный момент $M_с'$, нарастающий во времени по закону показательной функции

$$M_с'=M_{с.уст}\left(1-e^{-\frac{t}{T_d'}}\right). \qquad (7.42)$$

В момент подхода ротора к синхронной скорости момент $M_с'$ успевает достигнуть такой величины, что обеспечивается надежное втягивание в синхронизм при любых условиях.

Если машина втянулась в синхронизм под влиянием реактивного момента до подачи возбуждения, то возможны два случая:

а) неправильная самосинхронизация, когда полярность возбуждения такова, что ротор должен повернуться на 180 электрических градусов и дать при подаче возбуждения всплеск переходного тока и значительные качания;

б) правильная самосинхронизация, когда полярность возбуждения такова, что ротор сохраняет синхронное положение и подача тока возбуждения не вызывает заметного всплеска переходного тока.

Учитывая изложенное, желательно при самосинхронизации подавать возбуждение до вхождения машины в синхронизм под влиянием реактивного момента. В этом случае сокращаются время переходного процесса и величина сверхтоков.

Как показывают исследования самосинхронизации авиационных генераторов, чем ближе машина в момент включения к подсинхронной скорости, т. е. чем меньше скольжение, тем короче переходный процесс. Можно считать, что включение в сеть синхронной машины для самосинхронизации желательно при скольжении $s < \pm 3\%$; однако успешная и безопасная самосинхронизация возможна и при $s = \pm 10\%$.

Отрицательное влияние на самосинхронизацию оказывает избыточный момент вращения на валу машины при подсинхронной скорости. Если в момент самосинхронизации $M_{вр} > 0$, т. е. первичный двигатель развивает избыточный момент, то он может оказаться больше, чем асинхронный момент, развиваемый машиной, и самосинхронизация будет затруднена.

В авиационных однофазных генераторах обычно выполняется мощная успокоительная клетка и их момент значителен. Это способствует самосинхронизации.

В момент включения в сеть невозбужденного генератора снижается напряжение сети, которое тем больше, чем больше относительная мощность включаемой машины. При включении генератора, имеющего мощность, равную мощности сети, напряжение может снизиться на $10 \div 40\%$.

Напряжение сети быстро восстанавливается, так как ток включаемого генератора быстро падает; однако если в сеть включены электродвигатели или другие приемники тока, имеющие мгновенную защиту от понижения напряжения, то они могут быть при этом отключены. Последнее необходимо учесть при выборе типа защиты.

В литературе имеется указание, что при самосинхронизации мощность системы должна быть больше мощности включаемой машины в 5 раз. Это утверждение неосновательно.

Опыты, проведенные автором для авиационных машин, доказывают полную возможность самосинхронизации двух синхронных машин сравнимой или равной мощности.

При самосинхронизации синхронных машин положительную роль играет сопротивление в цепи обмотки возбуждения генератора; увеличение сопротивления сокращает длительность переходного процесса.

Из сказанного можно сделать следующие выводы:

1. Включение на параллельную работу методом самосинхронизации возможно для двух машин равной мощности.

2. Невозбужденный генератор целесообразно включать в сеть при минимальном скольжении, хотя надежная самосинхронизация возможна и при $s=\pm 10\%$.

3. Генератор желательно включать при установившемся асинхронном вращении, когда избыточный момент приводного двигателя равен нулю.

4. Включать возбуждение следует до впадения машины в синхронизм, однако при минимально возможном скольжении ($s\leqslant 0{,}5\%$).

5. Для ускорения процесса самосинхронизации, снижения времени переходных процессов и уменьшения опасности пробоя обмотки возбуждения от перенапряжения желательно в момент включения генератора в сеть замыкать обмотку возбуждения на гасительное сопротивление.

7.5. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В смешанных системах электроснабжения часто применяют централизованное снабжение энергией переменного тока. В этом случае устанавливают несколько преобразователей относительно большой мощности, которые работают параллельно. Параллельная работа авиационных преобразователей усложняется тем, что они должны поддерживать заданный уровень напряжения и частоты сети переменного тока при колебаниях напряжения сети постоянного тока на $\pm 10\%$ от номинала, изменении нагрузки от нуля до номинала и изменении температуры охлаждающей среды в широком диапазоне.

Общие требования, предъявляемые к системам параллельной работы синхронных генераторов целиком относятся и к преобразователям с синхронными генераторами.

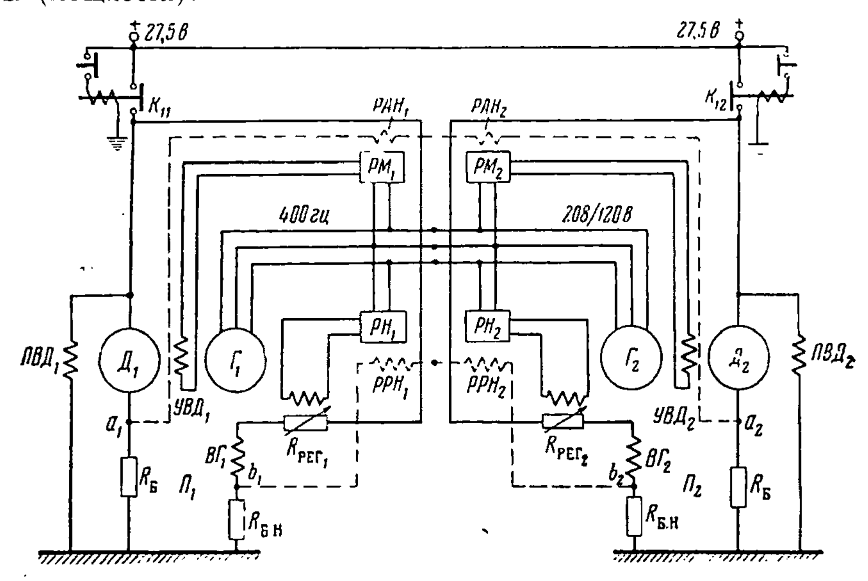
На фиг. 7.13 приведена принципиальная схема параллельной работы двух синхронных преобразователей трехфазного тока. На схеме показано включение регуляторов мощности РМ и распределителя активной нагрузки РАН, регулятора напряжения РН и распределителя реактивной нагрузки РРН.

При автономной работе преобразователя регулятор частоты и регулятор напряжения, которые могут быть выполнены различной конструкции, поддерживают частоту и напряжение сети переменного тока практически постоянными при изменениях нагрузки, напряжения сети постоянного тока и температуры охлаждающей

среды. Колебания частоты и напряжения переменного тока от номинального значения могут быть снижены по частоте до ±0,05, а по напряжению — до ±1% и ниже.

Регуляторы мощности и напряжения обладают собственным статизмом, т. е. скорость вращения (частота) и напряжение сети переменного тока снижаются при возрастании соответственно активной и реактивной нагрузки генератора.

Рассмотрим принцип действия схемы при параллельной работе, не вникая в устройство регулятора напряжения и регулятора частоты (мощности).



Фиг. 7. 13. Принципиальная схема параллельной работы двух авиационных преобразователей.

РМ и РН—регуляторы мощности и напряжения; РАН и РРН—распределители активной и реактивной нагрузки; ВГ—возбуждение генератора; ПВД и УВД—постоянное и управляемое возбуждение двигателя; $R_{рег}$—сопротивление регулятора; $R_б$ и $R_{б.н}$—балластные сопротивления двигателя и генератора.

Распределение активной нагрузки. При параллельной работе синхронных преобразователей регулятор мощности дополняется распределителем активной нагрузки РАН, который состоит из специальной обмотки (уравнительной), расположенной на управляющем дросселе регулятора частоты, и присоединен к точкам a_1a_2 (фиг. 7. 13 и 7. 14).

Последний реагирует на разность токов приводных двигателей постоянного тока параллельно работающих преобразователей.

Если активная нагрузка между приводными двигателями параллельно работающих преобразователей распределяется равномерно, то в контуре РАН (между точками a_1 и a_2) ток отсутствует, если же активная нагрузка преобразователя $П_1$ возросла по сравнению

с $П_2$, то напряжение в точке a_1, равное $U_{a1}=I_1R_б$, будет больше напряжения в точке a_2, равного $U_{a2}=I_2R_б$.

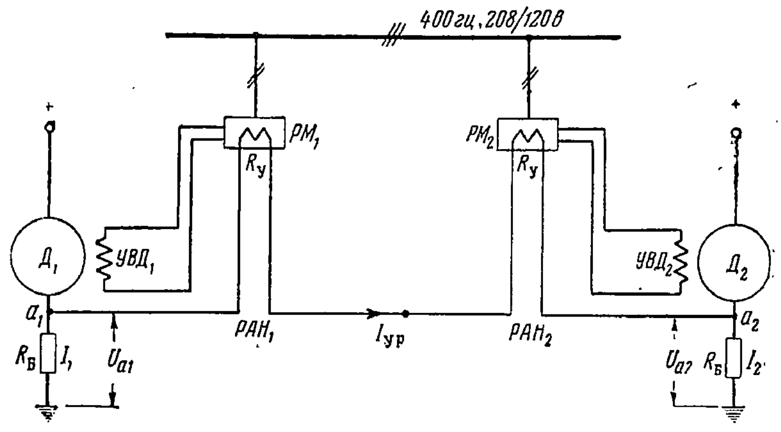
Под влиянием разности токов

$$U_{a1}-U_{a2}=(I_1-I_2)R_б\equiv I_1-I_2$$

в контуре РАН (между точками a_1 и a_2) пойдет уравнительный ток $I_{ур}$, равный

$$I_{ур}=\frac{U_{a1}-U_{a2}}{2R_у}=(I_1-I_2)\frac{R_б}{2R_у}. \qquad (7.43)$$

Уравнительный ток РАН воздействует на регуляторы мощности таким образом, что ток возбуждения перегруженного двигателя по-



Фиг. 7.14. Схема распределения активной нагрузки.

высится, а недогруженного снизится и, следовательно, скорость вращения перегруженного двигателя несколько снизится, а недогруженного — повысится.

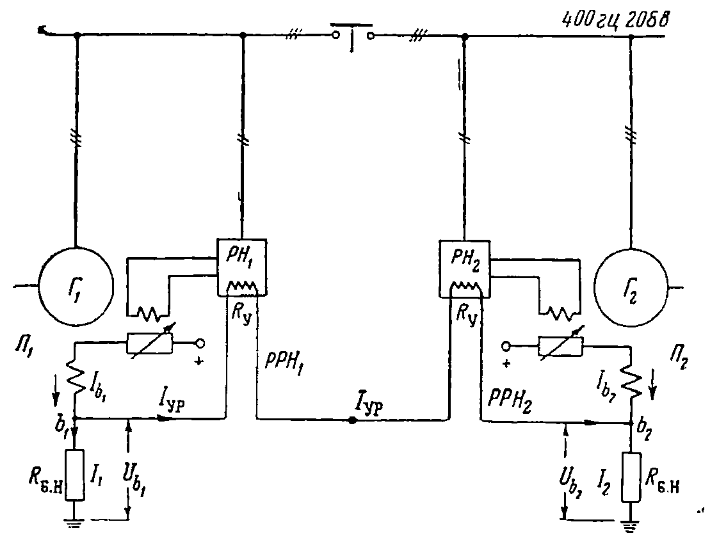
Снижение скорости перегруженного и повышение скорости недогруженного двигателей будет происходить до тех пор, пока рабочие углы синхронных генераторов не станут практически равными и, следовательно, активные нагрузки распределятся между ними равномерно. Следует отметить, что приведенный способ распределения активной нагрузки между параллельно работающими генераторами является косвенным; по существу производится равномерная нагрузка приводных двигателей постоянного тока.

При одинаковом значении зависимости $\eta=f(P_г)$ для всех параллельно работающих преобразователей равномерное распределение активной нагрузки совпадает с равномерной нагрузкой приводных двигателей.

Р а с п р е д е л е н и е р е а к т и в н о й н а г р у з к и. Для равномерного распределения реактивной нагрузки между параллельно работающими генераторами регулятор напряжения дополняется

распределителем реактивной нагрузки РРН. Последний состоит из специальной обмотки (уравнительной), расположенной на управляющем дросселе регулятора напряжения. Уравнительные обмотки включены последовательно и присоединены к точкам b_1 и b_2 (фиг. 7. 15).

Распределители реактивной нагрузки реагируют на разность токов возбуждения параллельно работающих генераторов. При равномерном распределении реактивной нагрузки токи возбуждения генераторов одинаковы, падение напряжения во всех балластных



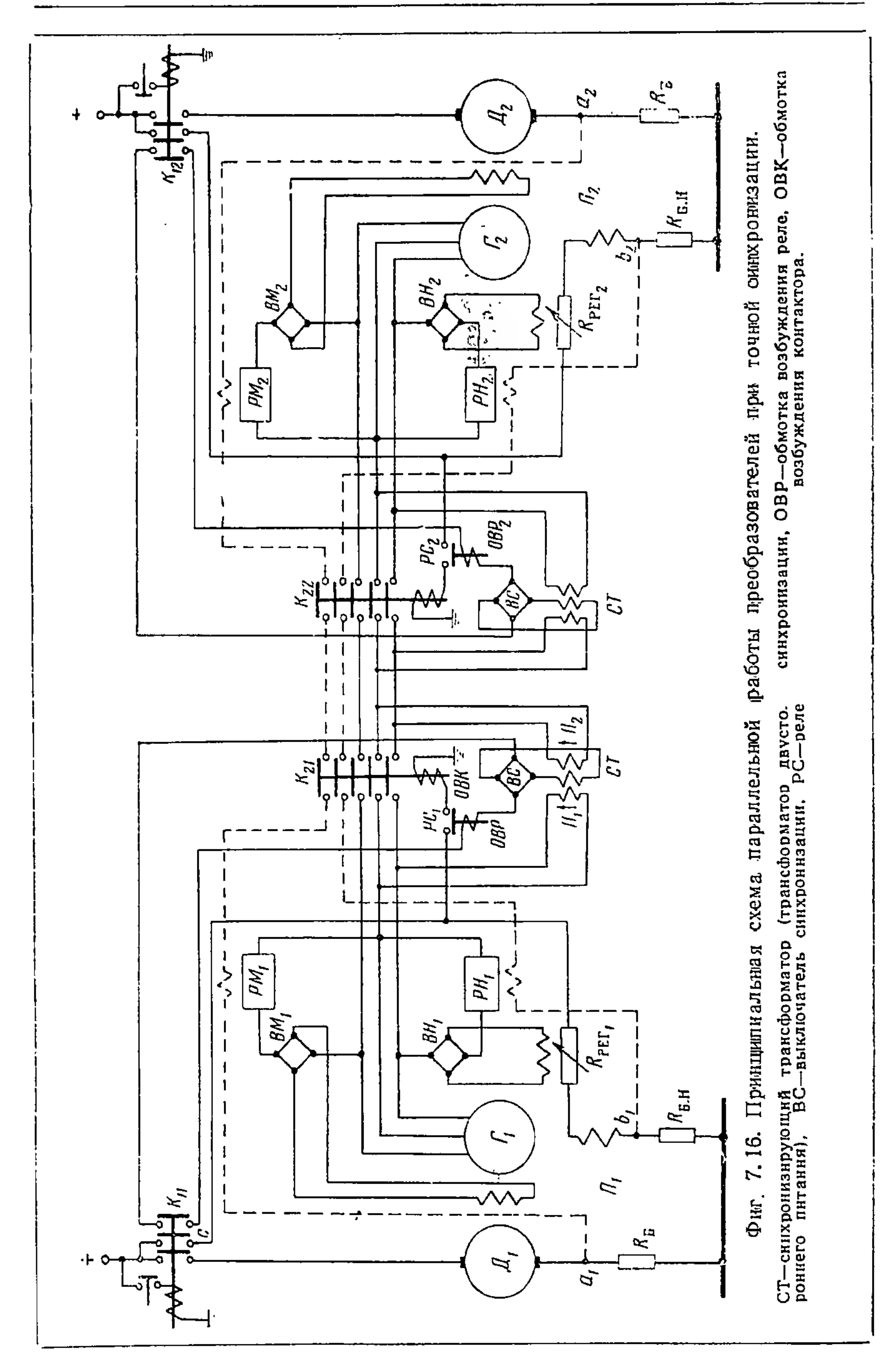
Фиг. 7. 15. Схема распределения реактивной нагрузки.

сопротивлениях генераторов одинаково, и в контуре РРН ток отсутствует. Если активные нагрузки распределены одинаково, а реактивная нагрузка первого генератора больше второго, то падение напряжения в балластном сопротивлении первого генератора больше, чем во втором, т. е. $U_{b1} > U_{b2}$. В результате возникает уравнительный ток, который усилит возбуждение второго генератора и ослабит возбуждение первого.

Включение преобразователей на параллельную работу

Включение синхронных преобразователей на параллельную работу осуществляется так же, как и синхронных генераторов главной сети, путем автоматической и полуавтоматической точной синхронизации, либо путем автоматической или полуавтоматической самосинхронизации. Все изложенное ранее в основном применимо и для данного случая.

На фиг. 7. 16 дана схема параллельной работы при автоматической точной синхронизации двух трехфазных авиационных преоб-



Фиг. 7.16. Принципиальная схема параллельной работы преобразователей при точной синхронизации.

СТ—синхронизирующий трансформатор (трансформатор двустороннего питания), ВС—выключатель синхронизации, РС—реле синхронизации, ОВР—обмотка возбуждения реле, ОВК—обмотка возбуждения контактора.

разователей, приводимых во вращение двигателями постоянного тока. Синхронизация осуществляется при помощи двух дополнительных элементов: трехобмоточного синхронизирующего трансформатора СТ и реле РС.

Синхронизатор состоит из трехобмоточного трансформатора синхронизации СТ, однофазного полупериодного выпрямителя синхронизации ВС, реле синхронизации РС с нормально закрытыми контактами (которое служит для включения генератора в сеть при достижении им синхронизма), контура постоянного тока ВС, замыкаемого контактором K_{11}. Синхронизирующий трансформатор, выполнен с раздельным магнитопроводом, чтобы первичные обмотки между собой не были связаны магнитно.

Первичная обмотка трансформатора синхронизации состоит из двух одинаковых, встречно направленных обмоток. Одна из обмоток питается от напряжения сети (или $П_2$), а другая — от напряжения преобразователя $П_1$. Таким образом, поток в сердечнике трансформатора определяется разностью н. с. встречно включенных обмоток, т. е.

$$\Phi = \frac{F_1 - F_2}{R_м} = \Phi_1 - \Phi_2 = \frac{w_1}{R_м}(i_1 - i_2) =$$

$$= \gamma \left(\frac{U_{1m} \sin \omega_1 t}{\dfrac{r + j\omega_1 L}{r + j\omega_2 L}} - U_{2m} \sin \omega_2 t \right). \qquad (7.44)$$

Если допустить, что $r \ll \omega_2 L$ и $r \ll \omega_1 L$ (последнее верно при подсинхронном вращении), то

$$\Phi = \gamma \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} U_{1m} \sin \omega_1 t - U_{2m} \sin \omega_2 t \right), \qquad (7.45)$$

где

$$\gamma = \frac{1,25 \sqrt{2} w_1}{Z_2 R_м}, \quad \Phi_1 = \gamma \frac{\omega_2}{\omega_1} U_{1m} \sin \omega_1 t, \quad \Phi_2 = \gamma U_{2m} \sin \omega_2 t,$$

$R_м$ — магнитное сопротивление сердечника СТ, которое принимают постоянным (сердечник слабо насыщен);

w_1 — число витков каждой первичной обмотки трансформатора,

$Z_2 = r + j\omega L$ — полное сопротивление первичной обмотки, присоединенной к сети.

Во вторичной обмотке трансформатора синхронизации наводятся две э. д. с., отличающиеся между собой по величине и по частоте:

$$e_1 = 4{,}44 10^{-8} w_2 f_1 \Phi_1 = 4{,}44 10^{-8} w_2 f_1 \gamma \frac{\omega_2}{\omega_1} U_{1m} \sin \omega_1 t,$$

т. е.

и аналогично

$$\left.\begin{aligned} e_1 &= \gamma_1 U_{1m} f_2 \sin \omega_1 t \\ e_2 &= \gamma_1 U_{2m} f_2 \sin \omega_2 t. \end{aligned}\right\} \quad (7.46)$$

На выпрямитель поступит напряжение биения, равное их разности,

$$e = e_1 - e_2 = \gamma_1 f_2 (U_{1m} \sin \omega_1 t - U_{2m} \sin \omega_2 t), \quad (7.47)$$

которое будет равно нулю только при совпадении фаз, равенстве частот и величины напряжения сети преобразователя $П_2$ и преобразователя $П_1$.

Работа схемы синхронизации при включении преобразователя $П_1$ на сеть преобразователя $П_2$ осуществляется следующим образом.

В начальном положении кнопки «Пуск», контакторы K_{11} и K_{12} разомкнуты, а контакты реле РС — замкнуты. При помощи кнопки «Пуск» включается контактор K_{11} приводного двигателя, имеющего два дополнительных контакта, которые:

а) присоединяют приводной двигатель к сети постоянного тока — двигатель приходит во вращение;

б) подают полное напряжение на обмотку возбуждения генератора — генератор возбуждается;

в) замыкают цепь обмотки возбуждения реле синхронизации; которое размыкает свои контакты до подачи напряжения постоянного тока на ОВК.

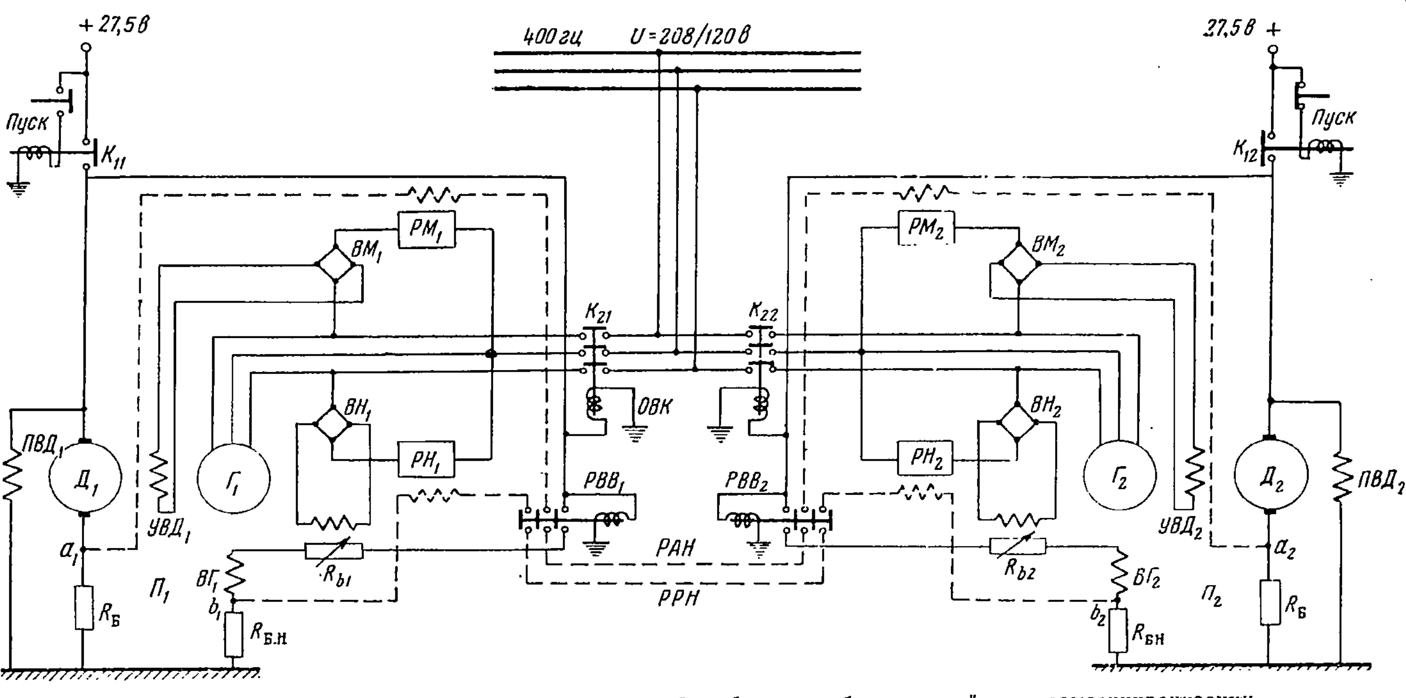
В этом положении преобразователь, как при автономной работе, достигает почти синхронной скорости — при помощи регулятора частоты и номинального значения напряжения — при помощи регулятора напряжения. В зависимости от мощности преобразователя на процесс достижения номинального напряжения и почти номинальной частоты требуется 1÷2 сек.

Распределители активной и реактивной нагрузок при этом отключены. Цепь постоянного тока выпрямителя синхронизации ВС замкнута контактами K_{11} и по ней протекает ток, который удерживает контакты реле синхронизации РС в разомкнутом состоянии. Ток в цепи ВС будет протекать до тех пор, пока напряжение преобразователя $П_1$ не будет синхронизировано с напряжением преобразователя $П_2$.

При достижении практического синхронизма ток в цепи обмотки возбуждения реле становится равным нулю, и контакты реле замыкают обмотку возбуждения генераторного контактора K_{21}, который включает генератор в сеть и соединяет распределители активной и реактивной мощностей. Таким образом, процесс запуска и синхронизации полностью автоматический, ручная операция ограничивается нажатием кнопки «Пуск».

Недостатком схемы автоматической синхронизации являются:

— обрыв цепи обмотки возбуждения реле ОВР или одновременное включение цепи ОВК и цепи ОВР, которые приводят к тому, что при включении K_{11} возбужденный преобразователь $П_1$ присоединяется контактором K_{12} к сети без синхронизации при значительном отклонении скорости вращения от синхронной (в результате — большие колебания тока и момента);



Фиг. 7.17. Принципиальная схема параллельной работы преобразователей при самосинхронизации.

РВВ—реле выдержки времени.

— усложнение схемы и повышение веса аппаратуры управления;

— увеличение времени синхронизации при колебаниях частоты и напряжения сети.

Преимущества схемы при ее правильной работе заключаются в уменьшении величины уравнительного тока, обменной мощности и колебаний напряжения сети.

На фиг. 7.17 приведена принципиальная схема параллельной работы двух трехфазных авиационных преобразователей при автоматической самосинхронизации. В отличие от схемы фиг. 7.16 здесь отсутствует трансформатор синхронизации и включение в сеть преобразователя $П_1$ осуществляется при помощи реле с выдержкой времени РВВ.

Работа схемы самосинхронизации происходит следующим образом.

В начальном положении кнопки «Пуск», контакты контакторов K_{11} и реле РВВ разомкнуты. При помощи кнопки «Пуск» включается контактор K_{11} и двигатель начинает вращаться. Одновременно подается напряжение на обмотку возбуждения реле $РВВ_1$ и обмотку возбуждения контактора K_{21}, который включает невозбужденный генератор в сеть. В этом положении регулятор скорости оказывается включенным на напряжение сети и стремится довести скорость преобразователя до синхронной. Регулятор напряжения также присоединен к напряжению сети, однако он не оказывает влияния на напряжение генератора $П_1$, так как его цепь возбуждения разомкнута (РВВ не сработало).

По истечении некоторого промежутка времени срабатывает реле $РВВ_1$, включая своими контактами возбуждение генератора $П_1$ и соединяя распределители активной и реактивной нагрузки.

Выдержка времени $РВВ_1$ определяет время подачи возбуждения генератора; она должна быть выбрана из соображений, изложенных ранее.

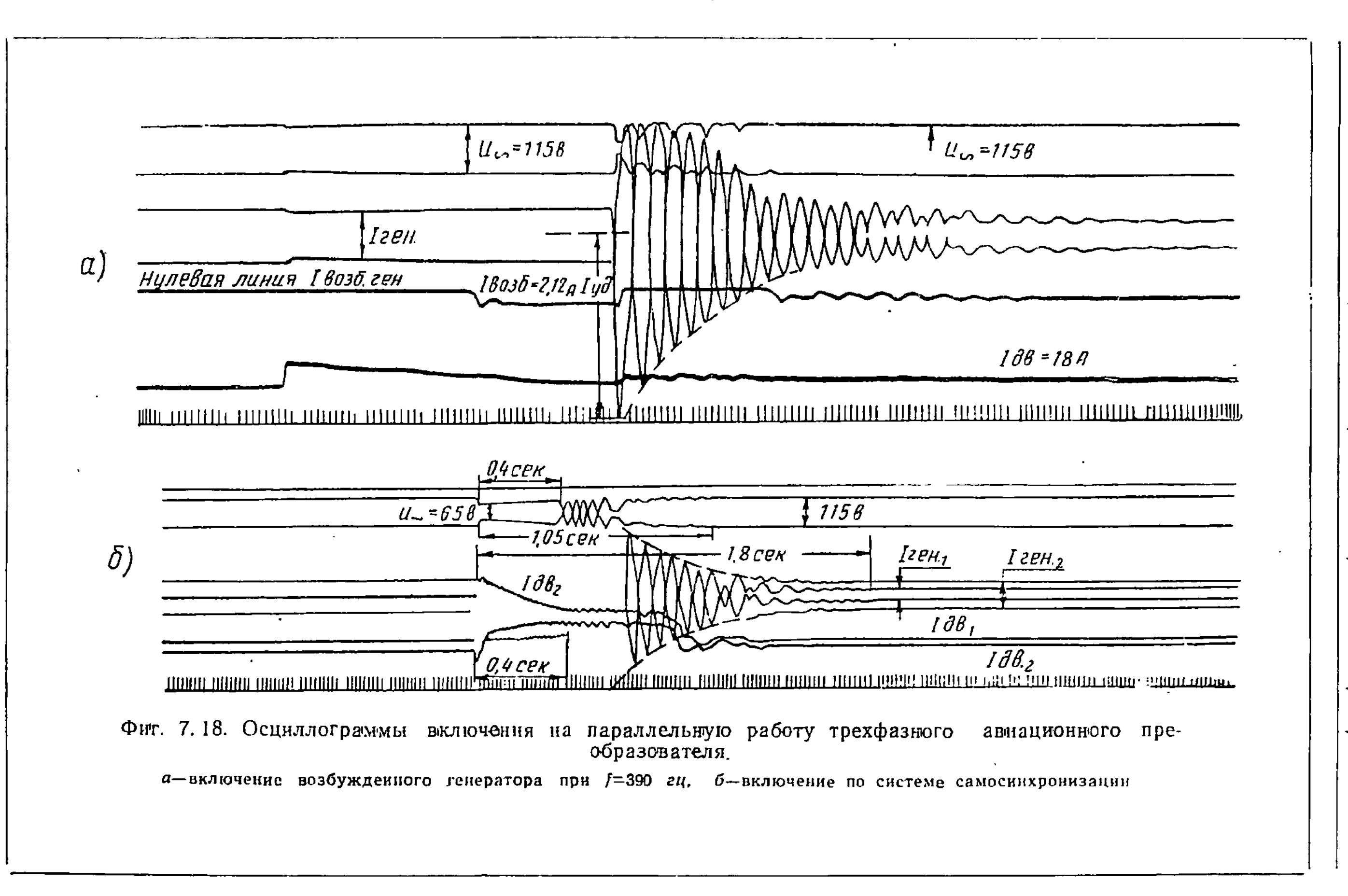
На фиг. 7.18 в качестве примера показаны осциллограммы включения на параллельную работу трехфазного преобразователя для двух способов синхронизации.

Результаты осциллографического исследования различных способов включения на параллельную работу трехфазных авиационных преобразователей одинаковой мощности приведены в табл. 7.1.

Приведенные данные показывают, что наилучшие результаты получаются при автоматической точной синхронизации, однако она требует относительно сложной аппаратуры. Метод самосинхронизации может быть рекомендован для авиационных генераторов; при этом целесообразно включать возбуждение при минимальном скольжении.

Распределение нагрузок между двумя преобразователями после включения их на параллельную работу показано в табл. 7.2, причем за 100% принята половинная нагрузка преобразователя $П_2$ при автономной работе.

Из таблицы ясно, что регулятор мощности обеспечивает равномерное распределение нагрузки двигателей и как следствие этого — менее точное распределение нагрузки между генераторами. При разбеге нагрузки двигателей в 3% разбег нагрузки генераторов составляет 12% ($\pm$6%).



Фиг. 7.18. Осциллограммы включения на параллельную работу трехфазного авиационного преобразователя.

а—включение возбужденного генератора при $f=390$ *гц*, *б*—включение по системе самосинхронизации

Таблица 7.1

Различные способы синхронизации

Способ включения	Скольжение при включении %		Максимальный ток при включении *а*		Снижение напряжения *в*	Время успокоения сек.
	генератора	возбуждения	генератора	возбуждения		
Включение возбужденного генератора	2,5	—	$(4\div9)\,I_{ном}$	—	$(0{,}26\div0{,}22)\,U_{ном}$	$1{,}3\div1{,}6$
Включение невозбужденного генератора (самосинхронизация)	5	3,5	$(2{,}5\div3)\,I_{ном}$	$(5\div6)\,I_{в.ном}$	$0{,}57\,U_{ном}$	1,8
	—	1,0	—	$(4\div4{,}5)\,I_{в.ном}$	$0{,}62\,U_{ном}$	1,4
Точная синхронизация	0,3	—	$1{,}6\,I_{ном}$	—	$U_{ном}$	0,74
	0,75	—	$2{,}2\,I_{ном}$	—	—	—

Таблица 7.2

Распределение нагрузки преобразователей

		Бортсеть		Сеть переменного тока				
		U *в*	*I* %	*U* *в*	*f* *гц*	*I* %	cos φ	*P* %
Автономная работа преобразователя $П_2$		26,9	100	209	398	100	0,69	100
Параллельная работа преобразователей	$П_2$	26,8	125	209	398	109,5	0,69	106
	$П_1$	26,8	122	209	398	90,5	0,72	94

7.6. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ГЕНЕРАТОРОВ ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ ЧАСТОТЫ

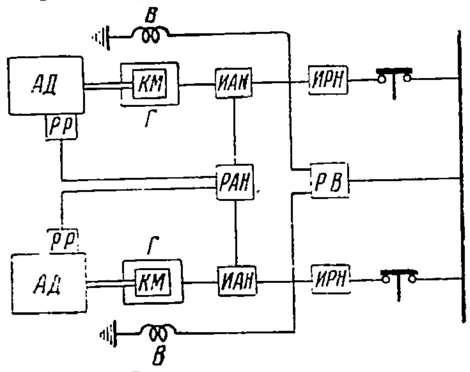
Параллельная работа авиационных генераторов переменного тока возможна и при непосредственном приводе их от авиадвигателя, без преобразователя скорости.

Схема параллельной работы авиационных генераторов изменяющейся частоты, предложенная и осуществленная А. Ф. Федосеевым, показана на фиг. 7.19.

Параллельная работа генераторов осуществляется при помощи комбинированной муфты КМ, встроенной в полый вал генератора (фиг. 7.20). Она выполняет следующие операции:

а) обеспечивает жесткое сцепление валов генератора и приводного двигателя в основном режиме синхронного хода первичного двигателя, т. е. когда скорость двигателя синхронна ($n_{дв}=n_c$) и мощность генератора меньше максимального значения ($P_г < P_{г\,max}$);

б) работает как асинхронная муфта со скольжением s, когда скорость вращения двигателя больше синхронной и генератор развивает наибольшую мощность, определяемую фрикционной муфтой (в этом режиме фрикционная муфта, как обычно, поглощает мощность, пропорциональную скольжению, снижая к. п. д. генератора);



Фиг. 7.19. Скелетная схема параллельной работы генераторов изменяющейся частоты.

АД—авиационный двигатель, КМ—комбинированная муфта, встроенная в генератор, Г—генератор, В—обмотка возбуждения генератора, ИАН и ИРН—измерители активной и реактивной нагрузки, РАН—регулятор активной нагрузки, РВ—регулятор возбуждения, РР—регулятор режима работы авиадвигателя.

в) работает в режиме свободного хода, т. е. отсоединяет вал генератора от вала двигателя при $n_{дв}<n_c$; генератор в этом режиме работает как синхронный компенсатор, не генерируя активной мощности, а поставляя в сеть намагничивающий ток (реактивную мощность).

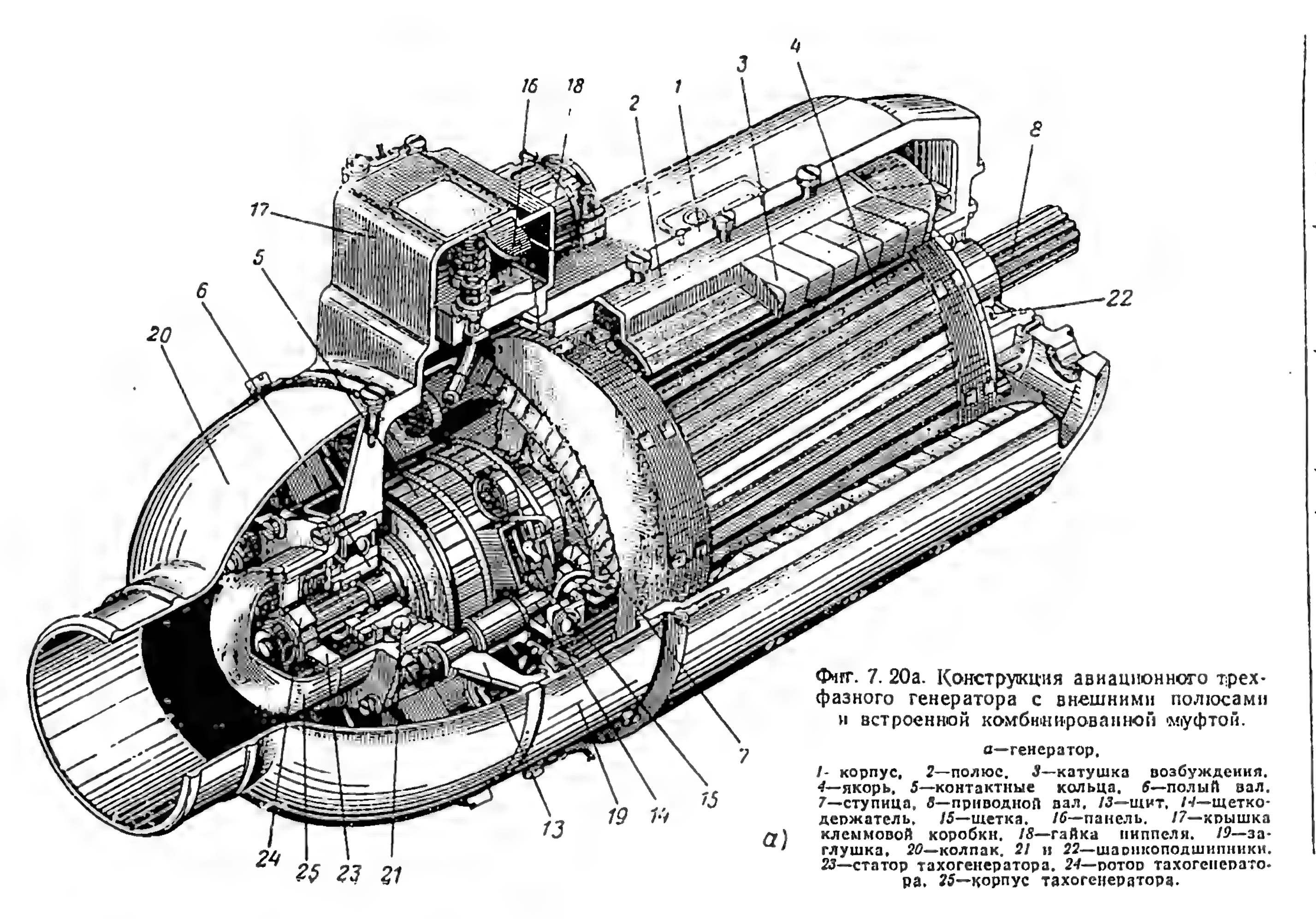
Комбинированная муфта состоит из трех элементов: муфты свободного хода (клиновой, роликовой или пружинной), фрикционной муфты и механического шарикового регулятора момента.

Как известно, муфта свободного расцепления (муфта свободного хода) дает возможность якорю генератора вращаться только в одном направлении: когда $n_{дв}<n_c$, генератор отсоединяется. Если мощность генератора достигает определенного максимального значения $P_{г\,max}$, то фрикционная муфта начинает пробуксовывать, препятствуя дальнейшему возрастанию мощности генератора; разность мощностей, пропорциональная скольжению s, поглощается фрикционной муфтой.

При $n_{дв}>n_c$ происходит непрерывная пробуксовка фрикционной муфты и выделение потерь в ней.

Задача механического регулятора мощности — оживлять фрикционную муфту при достижении генератором максимальной мощности.

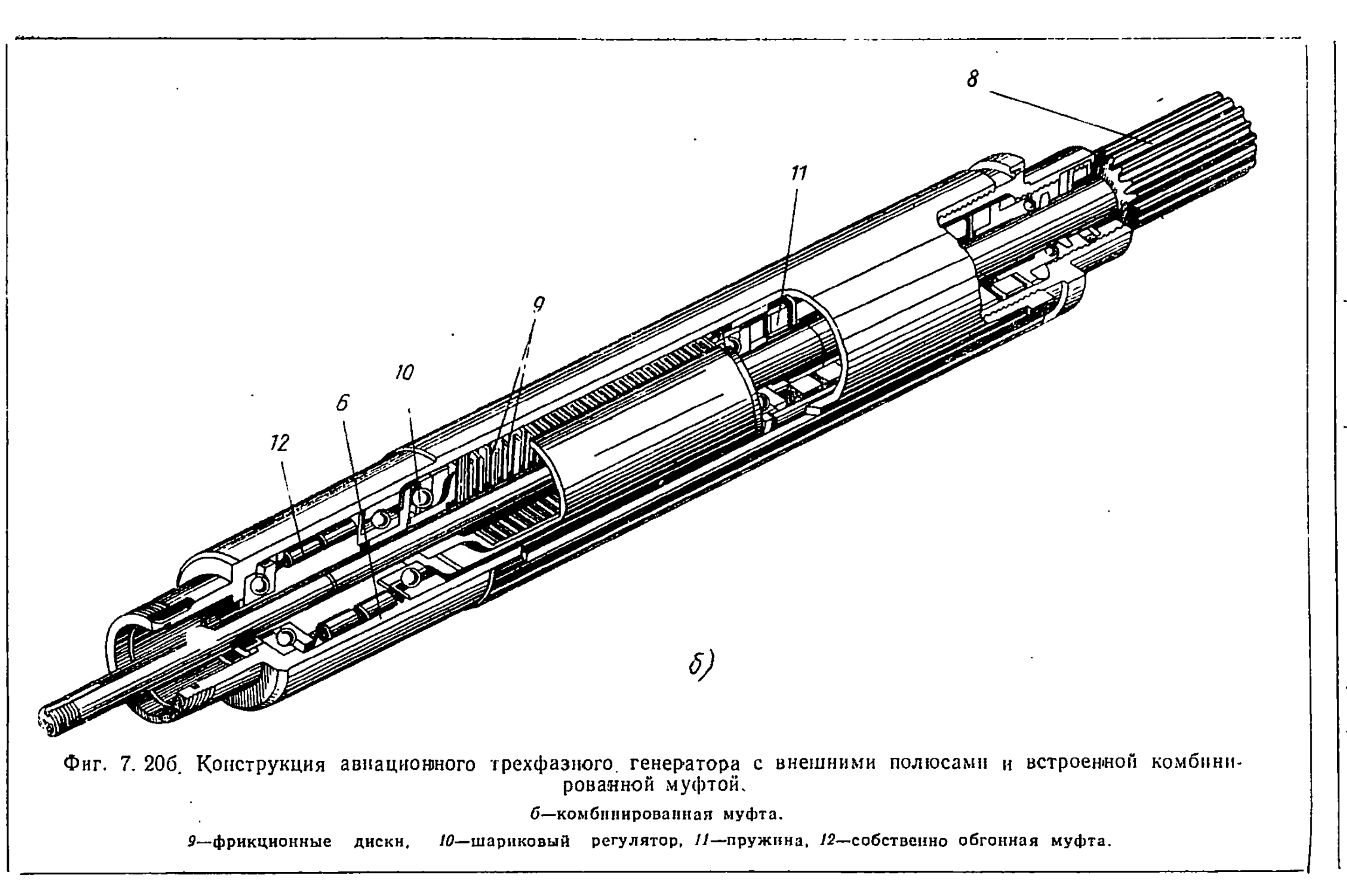
Очевидно, $P_{г\,max}$ определяется не параметрами генератора, а настройкой фрикционной муфты.



Фиг. 7. 20а. Конструкция авиационного трехфазного генератора с внешними полюсами и встроенной комбинированной муфтой.

а—генератор.

1—корпус, 2—полюс, 3—катушка возбуждения, 4—якорь, 5—контактные кольца, 6—полый вал, 7—ступица, 8—приводной вал, 13—щит, 14—щеткодержатель, 15—щетка, 16—панель, 17—крышка клеммовой коробки, 18—гайка ниппеля, 19—заглушка, 20—колпак, 21 и 22—шарикоподшипники, 23—статор тахогенератора, 24—ротор тахогенератора, 25—корпус тахогенератора.



Фиг. 7. 20б. Конструкция авиационного трехфазного генератора с внешними полюсами и встроенной комбинированной муфтой.

б—комбинированная муфта.

9—фрикционные диски, 10—шариковый регулятор, 11—пружина, 12—собственно обгонная муфта.

Система работает таким образом, что автоматический регулятор активной мощности генератора воздействует на скорость вращения первичных двигателей так, что средняя скорость двигателей остается неизменной и определяется режимом полета. В то же время происходит выравнивание скоростей отдельных двигателей (их синхронизация между собой).

Расхождение в скоростях отдельных двигателей приводит к тому, что в процессе регулирования возможны случаи, когда отдельные генераторы работают в режиме асинхронной муфты и свободного хода, однако при этом сохраняют синхронизм, и система не распадается. Работа муфты в асинхронном режиме протекает кратковременно и при малом скольжении так, что потери энергии невелики и к. п. д. системы высок.

Правильное распределение активной нагрузки осуществляется при помощи регуляторов активной нагрузки РАН, которые воздействуют на регулятор режима работы авиадвигателя РР, устанавливая одинаковую скорость. Распределение реактивной нагрузки осуществляется регулятором возбуждения РВ. При высокой точности работы РР обеспечивается одинаковая скорость двигателей, и необходимость в регуляторе мощности отпадает.

7.7. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ГЕНЕРАТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

При исследовании параллельной работы рассматриваются следующие вопросы:

— условия включения и выключения машин;

— способы перевода нагрузки с одного генератора на другой;

— распределение нагрузки между параллельно работающими генераторами при изменении нагрузки внешней цепи;

— место приключения регулятора напряжения;

— устойчивость при параллельной работе системы.

Основы теории параллельной работы генераторов постоянного тока были изложены в общем курсе электрических машин. Здесь же рассматриваются некоторые особенности параллельной работы авиационных генераторов.

Авиационные системы электроснабжения постоянного тока обычно состоят из двух-восьми однотипных генераторов одинаковой мощности. Они должны устойчиво работать с полным использованием установленной мощности генераторов при резких изменениях скорости вращения первичных двигателей и при разных значениях скорости вращения (3600÷9000 об/мин).

Как известно, мощность генераторов при минимальных потерях в системе будет использоваться полностью, если нагрузка между генераторами распределяется пропорционально их номинальной мощности.

Удовлетворительной параллельной работой авиационных генераторов одинаковой мощности можно считать такую, при которой нагрузка распределяется равномерно с точностью $\pm 10\%$ при всех режимах работы; отсутствует вибрация контактов минимальных реле; напряжение сети колеблется в пределах $\pm 2\%$.

Как показал опыт эксплуатации, проблема удовлетворительной параллельной работы авиационных генераторов еще требует разработки.

Качество параллельной работы генераторов определяется характеристиками генераторов, регуляторов напряжения и сети. Для пропорционального распределения нагрузки и устойчивой параллельной работы внешние характеристики генераторов должны быть подобными и падающими.

Практически внешние характеристики генераторов одинаковой мощности и типа отличаются друг от друга вследствие неизбежных производственных отклонений. Наиболее важными из них являются: колебание величины воздушного зазора в пределах $\pm 10\%$; разброс магнитных свойств стали магнитопровода в пределах $\pm 5\%$; допуск на величину сопротивления обмоток якорной цепи в пределах $\pm 5\%$; колебание величины падения напряжения в щетках до 0,5 *в*; точность установки щеток в геометрической нейтрали.

Различают два случая параллельной работы:

а) параллельную работу генератора с сетью, имеющей во много раз бо́льшую мощность, чем мощность исследуемой машины, когда можно принимать $U=\text{const}$ и $R_0 \approx 0$;

б) параллельную работу генераторов сравнимой мощности, когда напряжение сети зависит от э. д. с. исследуемой машины.

В обоих случаях машины могут работать в режимах естественной характеристики или автоматического регулирования напряжения. В авиации параллельная работа осуществляется в режиме автоматического регулирования напряжения. Однако для уяснения физического характера явления сначала рассматривается параллельная работа n генераторов без автоматического регулирования напряжения применительно к генераторам с параллельным возбуждением.

При параллельной работе генератора на сеть большой мощности ток k-того генератора равен

$$I_k = \frac{E_k - U}{R_k};$$

ток нагрузки (сети)

$$I_c = \frac{U}{R_c},$$

где

E_k — э. д. с. k-того генератора;

R_k — полное сопротивление k-того генератора (между шинами);

I_c — ток сети, значительно превосходящий I_k;

R_c — полное сопротивление нагрузки (сети), причем

$$R_c \ll R_k,$$

и напряжение сети U практически от тока генератора I_k не зависит.

Параллельная работа генераторов одинаковой мощности

На фиг. 7.21 приведена в упрощенном виде принятая в настоящее время на самолетах схема включения генераторов на параллельную работу (с автоматическим регулированием напряжения).

Если исключить из рассмотрения влияние регуляторов напряжения, то схему фиг. 7.21 можно упростить и представить в виде фиг. 7.22.

При анализе n параллельно работающих генераторов их можно заменить по методу узловых напряжений одним генератором с эквивалентным сопротивлением между зажимами и шинами

$$R_э = \left(\sum_1^n \frac{1}{R_k} \right)^{-1} \qquad (7.48)$$

и с эквивалентным напряжением на зажимах

$$U_э = R_э \sum_1^n \frac{U_k}{R_k}, \qquad (7.49)$$

где U_k — напряжение на зажимах k-того генератора;

$R_k = R_k'' + R_k'$ — сопротивление k-того генератора от зажимов генератора до шин;

R_k'' — сопротивление цепи k-того генератора от положительного зажима генератора до положительной шины („плюсовое" сопротивление);

R_k' — то же от отрицательного зажима генератора до отрицательной шины („минусовое" или балластное сопротивление).

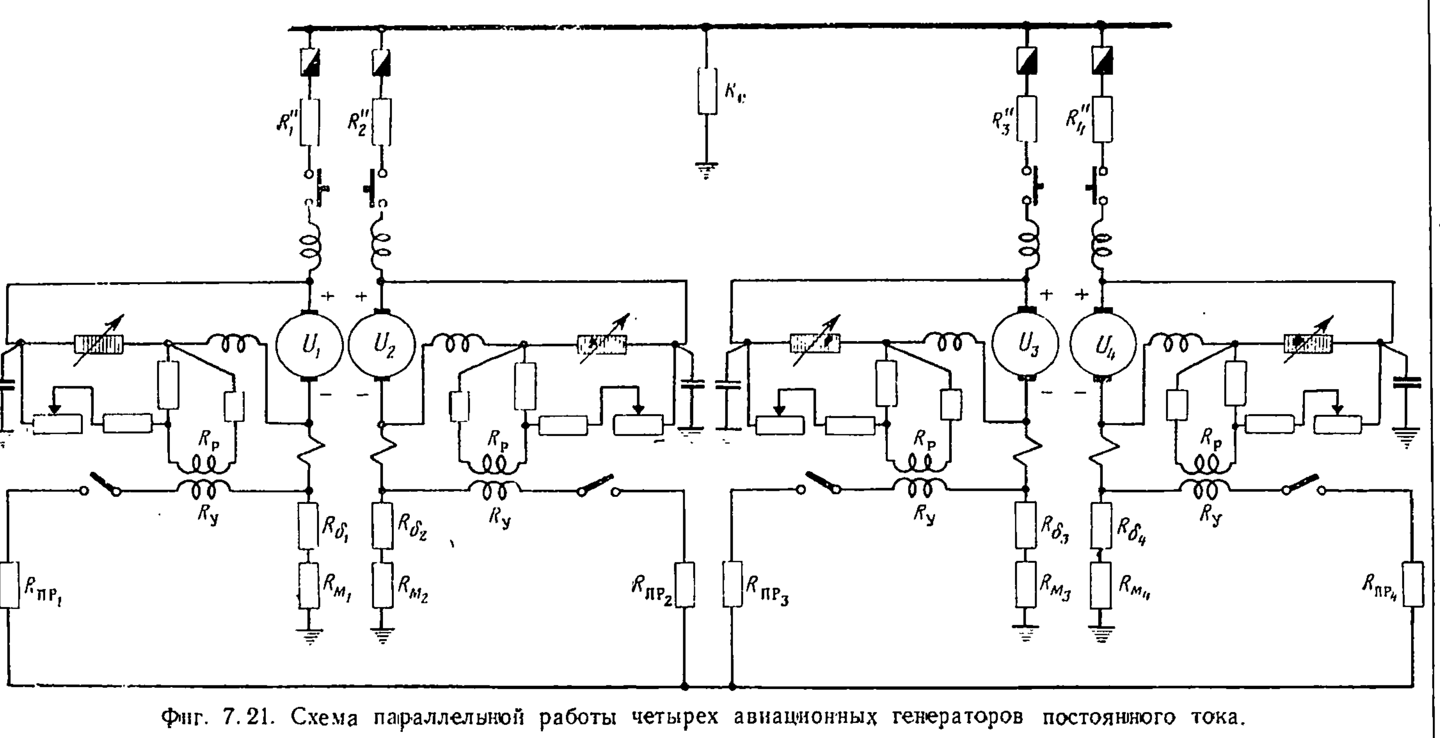
Пользуясь методом узловых напряжений и учитывая обозначения фиг. 7.22, можно записать основные соотношения для параллельной работы.

Напряжение на шинах

$$U = U_э \frac{R_c}{R_c + R_э}. \qquad (7.50)$$

Суммарный ток системы (ток сети)

$$I_c = \sum_1^n I_k = \frac{U}{R_c} = \frac{U_э}{R_c + R_э}. \qquad (7.51)$$



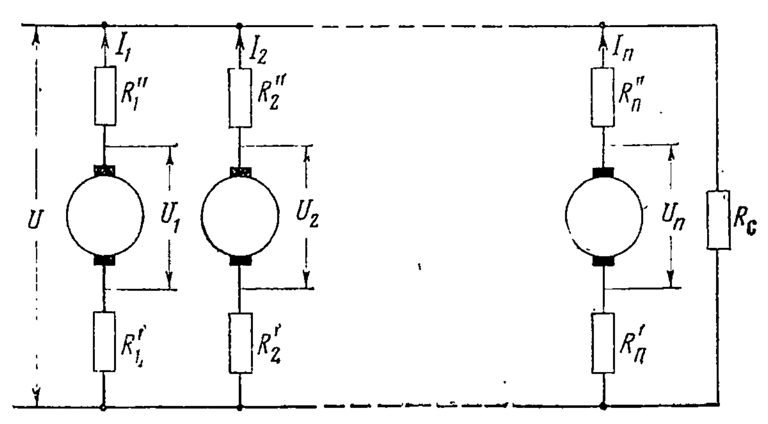
Фиг. 7.21. Схема параллельной работы четырех авиационных генераторов постоянного тока.

Если исходить из наиболее неблагоприятного условия параллельной работы, когда $U_k > U_э$, то ток в k-том генераторе будет равен

$$I_k = \frac{U_k - U}{R_k} = \frac{U_k (R_c + R_э) - U_э R_c}{R_k (R_c + R_э)}. \quad (7.52)$$

Ток I_k можно рассматривать состоящим из среднего значения тока $I_{ср} = I_c / n$ и тока небаланса I_{qk}, который поглощается остальными $(n-1)$ генераторами системы, не выходя в сеть, т. е.

$$I_к = \frac{I_c}{n} + I_{qk},$$



Фиг. 7.22. Принципиальная схема параллельной работы n генераторов без регуляторов напряжения.

откуда величина тока небаланса

$$I_{qk} = I_k - \frac{I_c}{n} = \frac{U_k}{R_k} - \frac{U_э (nR_c + R_к)}{nR_к (R_c + R_э)}. \quad (7.53)$$

Неравномерность распределения тока между параллельно работающими генераторами или степень перегрузки перевозбужденного генератора можно определить, пользуясь коэффициентом перегрузки, под которым понимают отношение

$$k_п = \frac{I_k n}{I_c} = 1 + \frac{I_{qk}}{I_c} n = n \frac{R_c \Delta U_k + R_э U_k}{R_k U_э}, \quad (7.54)$$

где

$$\Delta U_k = U_k - U_э.$$

Таким образом, правильное распределение нагрузки имеет место при равенстве напряжений ($U_k - U_э = \Delta U_k = 0$) и равенстве сопротивлений $nR_э = R_k$.

Для частного случая, когда $R_1=R_2=...=R_n=R$, выражения (7. 48) ÷ (7. 53) упрощаются, а именно:

$$R_э=\frac{R}{n}; \qquad (7.55)$$

$$U_э=\frac{1}{n}\sum_1^n U_k; \qquad (7.56)$$

$$U=\frac{R_c}{R+nR_c}\sum_1^n U_k; \qquad (7.57)$$

$$I_c=\frac{1}{R+nR_c}\sum_1^n U_к; \qquad (7.58)$$

$$I_к=\frac{\left(nU_k-\sum_1^n U_k\right)R_c+U_кR}{R\,(R+nR_c)}; \qquad (7.59)$$

$$I_{qk}=\frac{nU_k-\sum_1^n U_k}{nR}=\frac{U_k-\frac{1}{n}\sum_1^n U_k}{R}; \qquad (7.60)$$

$$k_п=n\,\frac{R_c\left(nU_k-\sum_1^n U_k\right)+RU_k}{R\sum_1^n U_k}. \qquad (7.61)$$

Анализ (7. 52) показывает, что холостому ходу k-той машины ($I_k=0$) соответствует выражение

$$\frac{U_k}{U_э}=\frac{R_c}{R_c+R_э}, \qquad (7.62)$$

следовательно, переход ее в двигательный режим произойдет при

$$\frac{U_k}{U_э}<\frac{R_c}{R_c+R_э}$$

и в генераторный режим — при

$$\frac{U_k}{U_э}>\frac{R_c}{R_c+R_э}.$$

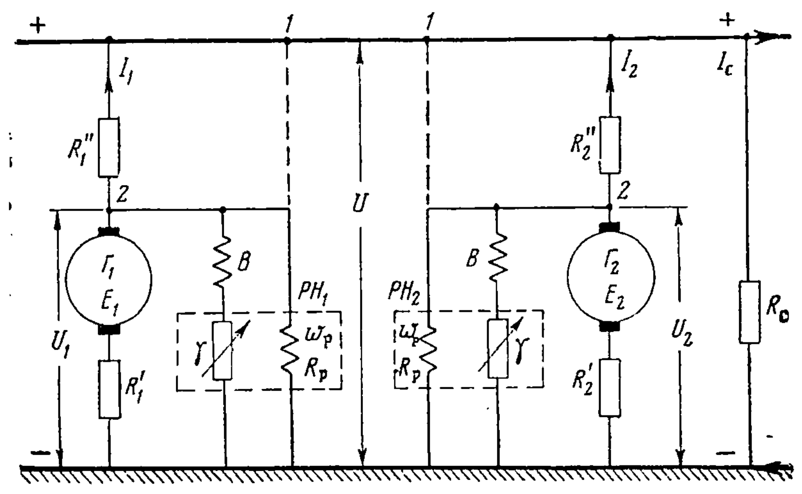
Если принять сопротивление нагрузки неизменным ($R_c=\text{const}$), то, как следует из (7. 53), распределение токов (нагрузки) между генераторами зависит от возбуждения генераторов с учетом реакции якоря, т. е. от значений

$$U_1,\ U_2...U_k...U_n.$$

При изменении возбуждения машины U_k изменяются, как это ясно из (7.50) и (7.52), токи генераторов и напряжение сети. При желании сохранить постоянство напряжения сети U при распределении нагрузок необходимо так изменять возбуждение генераторов, чтобы сохранить постоянство числителя (7.50), т. е.

$$U_э = R_э \sum_{1}^{n} \frac{U_k}{R_k} = \text{const}.$$

При равномерном распределении тока между параллельно работающими генераторами ток небаланса $I_q = 0$ и коэффициент относительной перегрузки $k_п = 1$. В этом случае из (7.53) и (7.54) получают необходимое условие для равномерного распределения нагрузок в виде



Фиг. 7.23. Место присоединения регуляторов напряжения.

В—обмотка возбуждения; γ—переменное сопротивление регулятора в цепи обмотки возбуждения; РН—регулятор напряжения; $w_р$—рабочая обмотка регулятора; $R_р$—сопротивление рабочей обмотки регулятора.

$$\frac{U_k}{U_э} = \frac{R_k + nR_c}{n(R_c + R_э)}. \tag{7.63}$$

При $R_э = R/n$ это означает, что $U_k = U_э = 1/n \sum_{1}^{n} U_k$.

Параллельная работа генераторов с регуляторами напряжения

Для сохранения постоянства напряжения при изменении величины нагрузки, скорости вращения и колебаний температуры авиационные генераторы снабжаются регуляторами напряжения. Следовательно, параллельная работа протекает в условиях искусственной внешней характеристики. Ниже рассмотрены вопросы о месте

приключения регулятора напряжения; назначении уравнительной обмотки; распределении нагрузки между параллельно работающими генераторами.

Место приключения регуляторов напряжения. Регуляторы могут быть включены либо на сборные шины генераторов [в точках 1, (фиг. 7. 23)], либо непосредственно на зажимы генераторов [в точках 2 (фиг. 7. 23)].

В первом случае справедливы выражения

$$\left.\begin{aligned} I_c = I_1 + I_2 = \frac{U}{R_c} = \frac{U_1 - U}{R_1''} + \frac{U_2 - U}{R_2''}, \\ \frac{I_1}{I_2} = \frac{U_1 - U}{U_2 - U} \cdot \frac{R_2''}{R_1''} \\ \text{и} \qquad \frac{U_1}{R_1''} + \frac{U_2}{R_2''} = U\left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_1''} + \frac{1}{R_2''}\right), \end{aligned}\right\} \qquad (7.64)$$

где U — напряжение на шинах;

U_1 и U_2 — напряжения на зажимах генераторов;

R_1'' и R_2'' — сопротивления от плюса генератора до шины;

R_c — сопротивление нагрузки.

Из (7. 64) следует, что распределение общей нагрузки I_c зависит от U_1 и U_2 при $U=\text{const}$, R_1'' и $R_2''=\text{const}$.

Чтобы нагрузка распределялась поровну, необходимо при $R_1''=R_2''$ обеспечить равенство $U_1=U_2$. Однако регуляторы присоединены к сборным шинам и, следовательно, они реагируют на отклонение напряжения на шинах, стремясь сохранить $U=\text{const}$. Таким образом, при $U=\text{const}$, R_c, R_1'' и $R_2''=\text{const}$ имеет место неравенство $U_1 \neq U_2$ и справедливо равенство $U_1R_2''=U_2R_1''=\text{const}$, т. е. нагрузка распределяется произвольно, так как последнее равенство удовлетворяется при разных значениях U_1 и U_2.

Во втором случае, когда регуляторы присоединены к зажимам генераторов, отношение токов равно

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{U_1 - U}{U_2 - U} \frac{R_2''}{R_1''} = \frac{R_2''I_c + \Delta U}{R_1''I_c - \Delta U}, \qquad (7.65)$$

где

$$\Delta U = U_1 - U_2$$

и

$$U = U_1 - (I_c - I_2) R_1'' = \frac{R_1''U_2 + R_2''U_1 - R_1''R_2''I_c}{R_1'' + R_2''}.$$

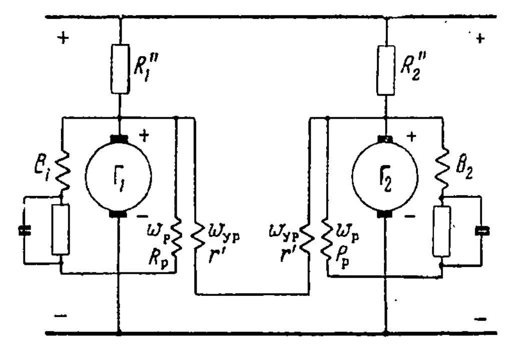
Так как в данном случае регуляторы поддерживают постоянство напряжений U_1 и U_2, то при неизменных значениях I_c, R_1'' и R_2'' отношение токов имеет вполне определенное значение.

Для получения равномерного распределения токов, т. е. $I_1 = I_2 = 0{,}5\,I_c$, необходимо обеспечить равенства $R_1'' = R_2'' = R''$ и $U_1 = U_2$. При этом

$$\frac{U}{U_1} = \frac{2R_c}{R'' + 2R_c}. \qquad (7.66)$$

Из (7.66) следует, что при увеличении нагрузки (уменьшении R_c) напряжение в сети падает при U_1=const. Следовательно, *для правильного распределения нагрузок регуляторы напряжения необходимо присоединять на зажимы генераторов, а не к сборным шинам.*

Назначение уравнительной обмотки. Уравнительные обмотки предназначены для автоматического выравнивания напряжения параллельно работающих генераторов. Они обычно имеют небольшое число витков $w_{ур}$ и располагаются на том же сердечнике электромагнита регулятора, где и его рабочая обмотка.



Фиг. 7.24. Принципиальная схема параллельной работы двух генераторов с вибрационными регуляторами напряжения.

Уравнительная цепь, состоящая из уравнительных обмоток (r') и соединительных проводов (r_0), может быть присоединена между положительными зажимами генераторов (фиг. 7.24) или между отрицательными зажимами генераторов (фиг. 7.25).

В первом случае сопротивление между положительным зажимом генератора и шиной R'' используется как балластное сопротивление и в нем образуется необходимое падение напряжения при протекании тока генератора.

Во втором случае для этой цели в минусовую цепь машин включается специальное балластное сопротивление R'.

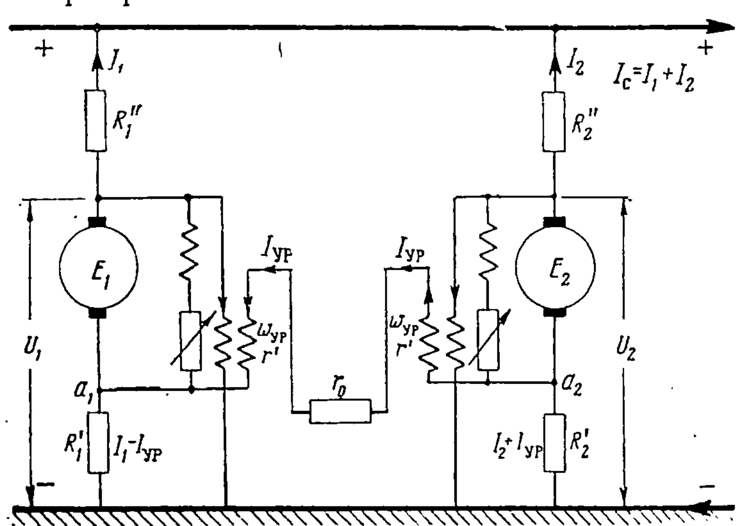
Уравнительная цепь присоединяется к положительным зажимам в генераторах малой мощности с вибрационными регуляторами и к отрицательным зажимам в генераторах средней и большой мощности с угольными или магнитными регуляторами.

Для уяснения процесса выравнивания напряжения рассмотрим параллельную работу двух генераторов с регуляторами напряжения фиг. 7.25 при условии, что $E_1 > E_2$.

В рассматриваемом случае при $R_1' = R_2'$ потенциал в точке a_2 больше, чем в a_1, так как $I_1 > I_2$ и падение напряжения на балластном сопротивлении R_1' больше, чем на R_2'. Так как падения напряжений в балластных сопротивлениях неодинаковы, то в уравнительной цепи потечет ток $I_{ур}$. Н. с. от тока, протекающего в уравнитель-

ных обмотках, складывается с н. с. рабочей обмотки регулятора в первом генераторе и вычитается из н. с. рабочей обмотки регулятора второго генератора.

В результате напряжение первого генератора снизится, а напряжение второго генератора возрастет. Таким образом, токи, протекающие в уравнительных соединениях, стремятся уравнять напряжение генераторов.



Фиг. 7.25. Принципиальная схема параллельной работы двух генераторов с угольными регуляторами напряжения.

Н. с. обмоток электромагнита регуляторов перевозбужденного и недовозбужденного генераторов можно представить выражениями

$$\left.\begin{aligned} F_{р1}&=\frac{E_1}{R_р}w_р=\frac{U_1}{R_р}w_р+I_{ур}w_{ур},\\ F_{р2}&=\frac{E_2}{R_р}w_р=\frac{U_2}{R_р}w_р-I_{ур}w_{ур},\end{aligned}\right\} \qquad (7.67)$$

где

$w_р$ и $R_р$ — число витков и сопротивление обмотки электромагнита регулятора напряжения;

$w_{ур}$ и $I_{ур}$ — число витков и ток уравнительной обмотки;

U_1 и U_2 — напряжения на зажимах генераторов при включенной уравнительной цепи и токе нагрузки $I_c=I_1+I_2$;

E_1 и E_2 — напряжения на зажимах генераторов при холостом ходе и отключенной уравнительной цепи.

При одинаковых параметрах генераторов из (7.67) получают

$$U_1=E_1-r_рI_{ур}$$

и

$$U_2 = E_2' + r_p I_{ур},$$

где

$r_р = R_р(w_{ур}/w_р)$ — приведенное сопротивление рабочей обмотки регулятора.

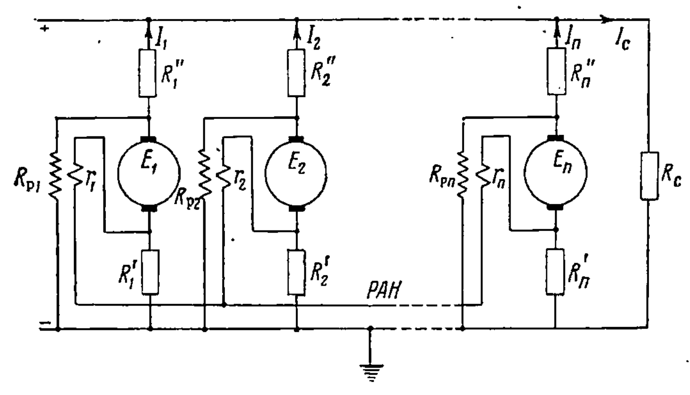
При этом ток в уравнительной цепи

$$I_{ур} = \frac{I_1 R_1' - I_2 R_2'}{R_1' + R_2' + 2r}, \tag{7.68}$$

где

$2r = 2r' + r_0$ — полное сопротивление уравнительной цепи.

Распределение нагрузок. Наличие регуляторов напряжения и уравнительных цепей усложняет решение поставленной задачи.



Фиг. 7.26. Принципиальная схема параллельной работы n одинаковых генераторов постоянного тока, снабженных регуляторами напряжения.

На основании метода контурных токов для схемы фиг. 7.26 можно написать $2n$ уравнений относительно токов генераторов I и токов в уравнительных цепях $I_{ур}$ в виде

$$(E_1 - r_{р1} I_{ур1}) - R_1'' I_1 - R_1' (I_1 - I_{ур1}) =$$
$$= (E_к - r_{р k} I_{ур k}) - R_k'' I_k - R_k' (I_k - I_{ур k}) \tag{7.69}$$

или

$$\left.\begin{aligned} &I_{ур1}(r_{р1} - R_1') - I_{ур k}(r_{р k} - R_k') + I_1 R_1 - I_k R_k = E_1 - E_k = \Delta E_{1k}, \\ &\qquad (k = 2 \div n) \\ &I_{ур1}(r_1 + R_1') - I_{ур k}(r_k + R_k') - I_1 R_1' + I_k R_k' = 0, \\ &\qquad (k = 2 \div n), \end{aligned}\right\} \tag{7.70}$$

где $R_1 = R_1'' + R_1'$ и $R_k = R_k'' + R_k'$ — суммарные сопротивления (положительной и отрицательной части) цепи первого и k-того генератора.

Ток в уравнительной цепи и ток k-того генератора определяются выражениями

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{ур}\,k} &= \frac{D_k}{D} \\ \text{и} \qquad I_k &= \frac{D_{n+k}}{D}, \end{aligned} \right\} \tag{7.71}$$

где D — определитель системы (7.70);

D_k — определитель порядка $2n$, полученный заменой коэффициентов k-того столбца определителя D столбцом правых частей уравнений;

D_{n+k} — определитель, полученный заменой коэффициентов $n+k$ столбца в определителе D столбцом правых частей уравнений.

Ток небаланса в k-том генераторе от остальных $(n-1)$ генераторов, учитывая, что $I_c = \sum\limits_1^n I_k$, будет

$$I_{kq} = I_k - \frac{I_c}{n} = \frac{D_{n+k}}{D} - \frac{1}{nD} \sum_{k=1}^{n} D_{n+k}. \tag{7.72}$$

Пользуясь (7.71) и (7.72), можно получить распределение нагрузки между n параллельно работающими генераторами в общем виде, т. е. при любых условиях рассогласования системы.

Однако практический интерес представляет частный случай, когда напряжения холостого хода всех генераторов, кроме одного, равны между собой, т. е.

$$E_1 \gtrless E_2 = E_3 = \ldots = E_n = E.$$

Если в последнем случае для упрощения анализа принять, что для «плюсовых» сопротивлений

$$R_1'' \neq R_2'' = R_3'' = \ldots = R_n'' = R'',$$

для «минусовых» сопротивлений

$$R_1' \neq R_2' = R_3' = \ldots = R_n' = R',$$

для полных сопротивлений

$$R_1 \neq R_2 = R_3 = \ldots = R_n = R,$$

для сопротивлений уравнительной обмотки

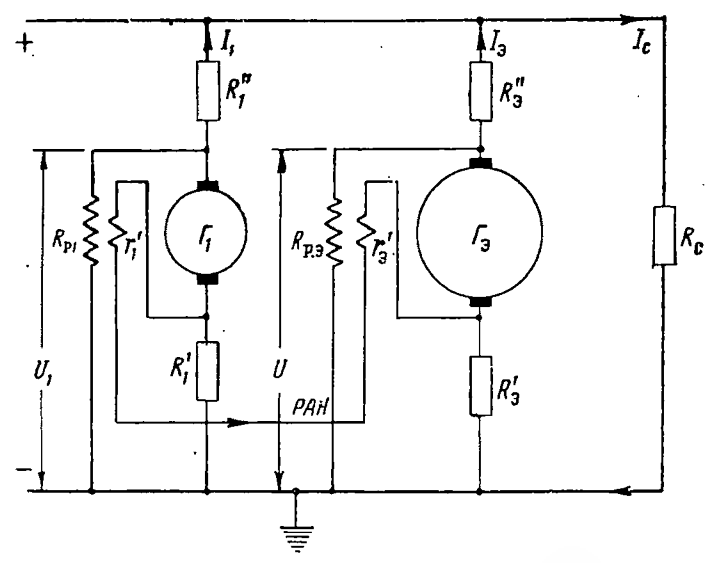
$$r_1' = r_2' = \ldots r_n' = r'$$

и для приведенных сопротивлений рабочей обмотки регулятора —

$$r_{p1}=r_{p2}= \ldots r_{pn}=r_p,$$

то задача сводится к параллельной работе двух генераторов различной мощности (фиг. 7.27).

При этом один генератор $Г_1$ — мощностью P_1, напряжением E_1, током I_1 с сопротивлениями R_1'', R_1', R, $r_1'=r'$ и $r_{p1}=r_p=R_p(w_{ур}/w_p)$; другой, эквивалентный, генератор $Г_э$ — мощностью, соответствующей $(n-1)$ генераторов системы и характерный тем, что у него все



Фиг. 7.27. Принципиальная схема параллельной работы двух генераторов различной мощности.

сопротивления системы снижаются в $(n-1)$ раз, а ток возрастает в $(n-1)$ раз.

Таким образом, для эквивалентного генератора справедливы соотношения:

ток эквивалентного генератора

$$I_э=(n-1)I;$$

сопротивления эквивалентного генератора

$$R_э=\frac{R}{n-1}, \quad R_э''=\frac{R''}{n-1}, \quad R_э'=\frac{R'}{n-1};$$

сопротивления эквивалентной рабочей обмотки регулятора

$$R_{p.э}=\frac{R_p}{n-1}, \quad r_{p.э}=R_{p.э}\frac{w_{ур}}{w_p}=\frac{R_p}{n-1}\frac{w_{ур}}{w_p}=\frac{r_p}{n-1}$$

и сопротивление эквивалентной уравнительной обмотки

$$r'_э = \frac{r'}{n-1}.$$

Уравнения напряжения настройки регуляторов, характеризующие распределение нагрузки, при этом будут

$$U_1 = E_1 - r_p I_{ур} \text{ и } U_э = E_э + r_p I_{ур}, \tag{7.73}$$

где $U_э$ и $E_э$ — напряжения при нагрузке и холостом ходе эквивалентного генератора.

Учитывая принятые допущения, на основании (7. 70) получим следующую систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned} & I_{ур1}(n-1)(r_p - R'_1) + I_{ур1}(r_p - R') + \\ & + I_1(n-1)R_1 - (I_c - I_1)R = (n-1)\Delta E, \\ & I_{ур1}(n-1)(r' + R'_1) + I_{ур1}(r' + R') - \\ & - I_1(n-1)R'_1 + (I_c - I_1)R' = 0, \end{aligned}\right\} \tag{7.74}$$

где учтено, что $I_{ур1} = -\sum\limits_2^n I_{ур\,k}$ и $I_c - I_1 = \sum\limits_2^n I_k$.

Используя параметры эквивалентного генератора в соответствии с обозначениями фиг. 7. 27, можно представить (7. 74) в следующем виде:

$$I_{ур1}(nr_{р.э} - R'_1 - R'_э) + I_1(R_1 + R_э) - I_c R_э = \Delta E,$$

$$I_{ур1}(nr'_э + R'_1 + R'_э) - I_1(R'_1 + R'_э) + I_c R'_э = 0.$$

Решая последние уравнения относительно $I_{ур1}$ и I_1, получим после несложных преобразований

$$\left.\begin{aligned} & I_{ур1} = \frac{\rho(R'_1 + R'_э)}{n(r_{р.э} + r_э)} \, \frac{\Delta E + I_c(R'_э - R''_1)}{\rho(R'_1 + R'_э) + R''_1 + R''_э} \\ & \text{и} \\ & I_1 = \frac{\Delta E + I_c(\rho R'_э + R''_э)}{\rho(R'_1 + R'_э) + R''_1 + R''_э}, \end{aligned}\right\} \tag{7.75}$$

где

$$\rho = \frac{n(r_{р.э} + r'_э)}{nr'_э + R'_1 + R'_э} = \frac{n(r_p + r')}{nr' + R'_1(n-1) + R'}.$$

Наконец, ток небаланса генератора $Г_1$, равный

$$I_{q1}=I_1-(I_c/n)=-I_{q\,э}, \text{ будет}$$

$$I_{q1}=\frac{\Delta E-\frac{I_c}{n}(\rho\Delta R'+\Delta R'')}{\rho(R_1'+R_э')+R_1''+R_э''}. \qquad (7.76)$$

Если предположить, что $R_1''=R_2''=\ldots=R_n''=R''$ и $R_1'=R_2'=\ldots=R_n'=R'$, то $\Delta R''=R_1''-R''=0$, $\Delta R'=R_1'-R'=0$,
и

$$I_{q1}=\frac{\Delta E}{nR''}\frac{n-1}{1+\frac{R'}{R''}\frac{r_p+r'}{R'+r'}}. \qquad (7.77)$$

Из последнего выражения следует, что чем больше число параллельно работающих генераторов, тем выше небаланс тока (при прочих равных условиях).

Следовательно, чем больше число параллельно работающих генераторов, тем точнее должна быть настройка регуляторов (меньше значение ΔE) напряжения, чтобы величина I_q не превосходила допустимого значения.

Сопротивлениями R'' и R' можно пренебречь по сравнению с r', так как обычно $r'\gg R''$ и R'.

Кроме того, можно допустить, что

$$R_1'+R_э'\approx nR_1'/n-1, \quad R_1''+R_э''\approx\frac{nR_1''}{n-1}, \quad \frac{\Delta R'}{R'}=\frac{\Delta R''}{R''}$$

и

$$\frac{\Delta R'+\Delta R''}{R_1}\approx\frac{\Delta R'}{R_1'},$$

и тогда выражение (7.76) упрощается, принимая вид

$$I_{q1}\approx\frac{n-1}{n\gamma_1}\left(\frac{\Delta E}{R_1}-\frac{I_c}{n}\frac{\Delta R'}{R_1'}\gamma_1\right), \qquad (7.78)$$

где

$$\gamma_1=1+\frac{R_1'}{R_1}\frac{r_p}{r'}\approx 1+0{,}4\frac{r_p}{r'}.$$

Степень перегрузки перевозбужденного генератора при номинальном режиме можно определить коэффициентом относительной перегрузки

$$k_п=\frac{I_{с.ном}+nI_q}{I_{с.\,ном}}=1+n\frac{I_q}{I_{с.\,ном}},$$

откуда при произвольной нагрузке сети I_c

$$k_п = \overset{*}{I}_c + \frac{n-1}{\gamma_1}\left(\frac{\Delta E}{R_1} - \frac{I_c}{n}\frac{\Delta R'}{R_1'}\gamma_1\right)\frac{1}{I_{с.ном}}, \tag{7.79}$$

где

$$\overset{*}{I}_c = \frac{I_c}{I_{с.ном}}.$$

Пользуясь (7.79), можно установить относительное значение допустимого неравенства напряжений ($\Delta E/U_{ном}$) и сопротивлений ($\Delta R''/R''$ и $\Delta R'/R'$), исходя из заданного коэффициента относительной перегрузки генератора.

Относительное значение неравенства напряжений можно представить в виде

$$\frac{\Delta E}{U_{ном}} = \frac{R_1 I_{ном}}{U_{ном}}\gamma_1\left[(k_п - \overset{*}{I}_c)\frac{n}{n-1} + \overset{*}{I}_c\frac{\Delta R'}{R_1'}\right], \tag{7.80}$$

где $U_{ном}$ и $I_{ном}$ — номинальные значения напряжения и тока генератора.

На фиг. 7.28 показаны зависимости

$$\frac{\Delta E}{U_{ном}} = f(n)$$

при

$$\frac{R_1''}{R''} = \frac{R_1'}{R'} = 0{,}9$$

(соответствует $\Delta R''/R'' = \Delta R'/R' = -0{,}1$) и $I_{ном}R_1/U_{ном} = 0{,}048$, которые показывают, что чем больше число параллельно работающих генераторов, тем точнее должны работать регуляторы напряжения при заданной степени перегрузки ($k_п$).

Для другого частного случая параллельной работы двух генераторов одинаковой мощности (фиг. 7.29) из выражений (7.75) и (7.76), подставив $n=2$, $R_э'' = R_2''$, $R_э' = R_2'$; $r_э' = r'$ и $r_{р.э} = r_р$, можно получить

$$\left.\begin{aligned} I_q &= \frac{\Delta E - 0{,}5 I_c(\rho\Delta R' + \Delta R'')}{\rho(R_1' + R_2') + R_1'' + R_2''},\\ I_1 &= \frac{I_c}{2} + I_q \\ \text{и}\quad I_2 &= 0{,}5 I_c - I_q, \end{aligned}\right\} \tag{7.81}$$

где

$$\rho = 2\frac{r' + r_р}{2r' + R_1' + R_2'}.$$

Равномерное распределение нагрузки между параллельно работающими генераторами, как это видно из (7.81), возможно лишь при $I_q=0$, что имеет место, если

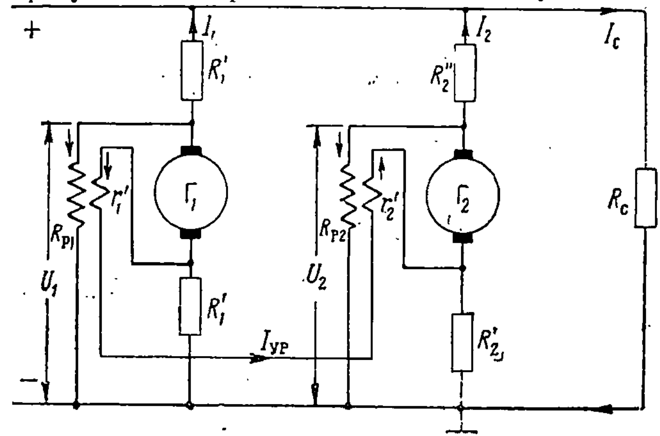
$$\Delta E=0;\quad \Delta R'=R_1'-R_2'=0 \text{ и } \Delta R''=R_1''-R_2''=0.$$

Таким образом, нарушение правильного токораспределения между параллельно работающими генераторами может быть вызвано неравенством напряжений настройки регуляторов; сопротивлений «плюсовых» участков генераторных цепей; балластных («минусовых») сопротивлений.

Неравенство напряжений настройки регуляторов приводит к тому, что между генераторами возникает разность напряжений ΔE, поддерживаемая регуляторами; последняя обусловливается: неточностью настройки регуляторов; колебаниями напряжения, допускаемыми регуляторами; несовпадением характеристик регуляторов; нарушением настройки регуляторов в процессе работы; несовершенством температурной компенсации.

Фиг. 7.28. Процентное значение рассогласования напряжения в зависимости от числа параллельно работающих генераторов и коэффициента перегрузки генератора.

Неравенство плюсовых сопротивлений генераторных цепей $\Delta R \neq 0$ получается в результате: производственных допусков на изготовление элементов, образующих сопротивления плюсовых участков (обмоток



Фиг. 7.29. Принципиальная схема параллельной работы двух генераторов одинаковой мощности.

реле, измерительных приборов, соединительных проводов); неравенства переходных сопротивлений контактов; неравномерного ухудше-

ния состояния контактов в процессе работы; неодинаковых условий охлаждения. Вследствие указанного неравенства возникают токи небаланса.

Влияние контактных сопротивлений велико, так как «плюсовые» сопротивления измеряются тысячными долями ома.

Неравенство балластных сопротивлений ($\Delta R' \neq 0$) возникает по тем же причинам, что и плюсовых сопротивлений.

Исследуем причины нарушения параллельной работы двух генераторов одинаковой мощности.

1. Влияние неравенства напряжений настройки регуляторов. Предполагая, что $E_1 > E_2$ при $R_1'' = R_2'' = R''$ и $R_1' = R_2' = R'$, т. е. $\Delta R'' = 0$, $\Delta R' = 0$, можно получить ток небаланса в виде

$$I_{q1} = -I_{q2} = \frac{\Delta E}{2R''\left(1 + \frac{R'}{R''}\frac{r_p + r'}{r' + R'}\right)}. \qquad (7.82)$$

Таким образом, ток небаланса зависит только от неравенства напряжений настройки регуляторов и не зависит от тока нагрузки. Он имеет место и при холостом ходе, когда один генератор работает в двигательном режиме с током I_q, а другой его питает.

Если разомкнуть уравнительную цепь, то

$$I_{q0} = \frac{\Delta E}{2R''}. \qquad (7.83)$$

Обычно R'' выбирают так, чтобы падение напряжения в нем от номинального тока не превышало определенного процента ξ от номинального напряжения, т. е.

$$R'' I_{ном} = \xi U_{ном} \text{ и } R'' = \xi \frac{U_{ном}}{I_{ном}}.$$

Таким образом, при отсутствии уравнительной цепи

$$I_{q0} = \frac{0,5}{\xi} \frac{\Delta E}{U_{ном}} I_{ном},$$

и если принять $\Delta E = 0,02 U_{ном}$; $\xi = 0,02$, то $I_{q0} = 0,5 I_{ном}$ и разность токов $I_{10} - I_{20} = 2I_{q0} = I_{ном}$, т. е. отношение токов небаланса

$$\frac{I_{q0}}{I_q} = 1 + \frac{R'}{R''}\frac{r_p + r'}{R' + r'} > 1$$

показывает, что *уравнительная цепь снижает ток небаланса и, следовательно, выравнивает напряжения и токи параллельно работающих генераторов.*

2. Влияние неравенства сопротивлений плюсовых участков.

Предположим, $\Delta E=0$, $R_1'=R_2'=R'$, а $R_1' \neq R_2''$. В этом случае $\Delta R'=0$, $\Delta R'' \neq 0$ и ток небаланса

$$I_q'' = -\frac{I_c}{2(R_1''+R_2'')} \frac{\Delta R''}{1+\frac{2R'}{R_1''+R_2''}\frac{r_p+r'}{R'+r'}} \qquad (7.84)$$

линейно зависит от тока нагрузки.

Если отключить уравнительную цепь, то

$$I_{q0} = -I_c \frac{\Delta R''}{2(R_1''+R_2'')}. \qquad (7.85)$$

При $R_1''+R_2'' \approx 2\xi (I_{ном}/U_{ном})$ получится, что

$$I_{q0} \approx -\frac{I_c}{4\xi} \frac{I_{ном}\Delta R''}{U_{ном}}.$$

Приняв $I_{ном}\Delta R''/U_{ном}=0{,}01$ и $\xi=0{,}02$, можно получить, что $I_{q0} \approx -0{,}125 I_c$.

Отношение токов небаланса

$$\frac{I_{q0}}{I_q''} = 1+\frac{2R'}{R_1''+R_2''}\frac{r_p+r'}{R'+r'} \qquad (7.86)$$

показывает, что уравнительная цепь и в данном случае снижает величину тока небаланса.

Отношения токов нагрузки при отсутствии и наличии уравнительной цепи соответственно равны

$$\left.\begin{aligned} \frac{I_{10}}{I_{20}} &= \frac{0{,}5I_c+I_{q0}}{0{,}5I_c-I_{q0}} = \frac{R_2''}{R_1''}, \\ \frac{I_1}{I_2} &= \frac{0{,}5I_c+I_q''}{0{,}5I_c-I_q''} = \frac{R_2''}{R_1''}\gamma, \end{aligned}\right\} \qquad (7.87)$$

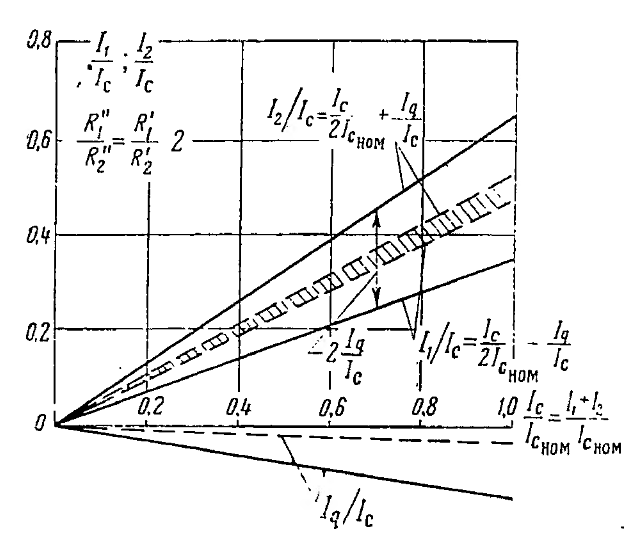
где при $\frac{R_2''}{R_1''} > 1$

$$\gamma = \frac{1+\frac{R'}{R_2''}\frac{r_p+r'}{R'+r'}}{1+\frac{R'}{R_1''}\frac{r_p+r'}{R'+r'}} < 1.$$

Из (7.87) следует, что при отсутствии уравнительной цепи нагрузка генераторов распределяется обратно пропорционально сопротивлениям положительных участков генераторных цепей, а при наличии уравнительной цепи распределение нагрузки в меньшей степени зависит от отношения R_2''/R_1''.

Последнее является следствием того, что ток уравнительной цепи снижает напряжение нагруженного и повышает напряжение недогруженного генератора.

Таким образом, *влияние неравенства сопротивлений положительных участков генераторных цепей на распределение нагрузок невелико.*



Фиг. 7.30. Распределение тока между двумя параллельно работающими генераторами одинаковой мощности в зависимости от нагрузки.

а—сплошные линии $R_1''=R_2''$ и $R_1'/R_2'=2$; *б*—пунктирные линии $R_1'=R_2'$ и $R_1''/R_2''=2$.

3. Влияние неравенства балластных сопротивлений. Предположим, что $\Delta E=0$, $R_1''=R_2''$ и $R_1'\neq R_2'$. В этом случае $\Delta R''=R_1''-R''=0$ и $\Delta R'=R_1'-R_2'\neq 0$ и ток небаланса

$$I_q'=-\frac{I_c}{2(R_1'+R_2')}\frac{\Delta R'}{1+\frac{R''}{R_1'+R_2'}\frac{2r'+R_1'+R_2'}{r_p+r'}} \qquad (7.88)$$

линейно зависит от тока нагрузки.

Как ясно из сопоставления (7.84) и (7.88), при $\Delta R'=\Delta R''$ имеет место неравенство токов небаланса $I_q''<I_q'$, так как $\frac{r_p+r'}{R'+r'}>\frac{r'+0,5(R_1'+R_2')}{r_p+r'}$, т. е. *неравенство балластных (минусовых) сопротивлений оказывает большее влияние на распределение токов нагрузки, чем „плюсовые" сопротивления.*

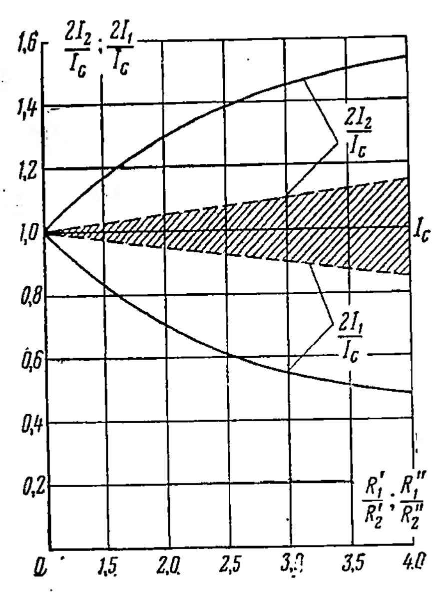
Отношение токов нагрузки составляет

$$\frac{I_1}{I_2}=\frac{I_c+2I'_q}{I_c-2I'_q}=\frac{R'_2}{R'_1}\gamma, \qquad (7.89)$$

где при $R'_2/R'_1>1$ отношение

$$\gamma=\frac{1+\frac{R''}{R'_2}\,\frac{r'+0{,}5(R'_1+R'_2)}{r_p+r'}}{1+\frac{R''}{R'_1}\,\frac{r'+0{,}5(R'_1+R'_2)}{r_p+r'}}<1.$$

При отсутствии уравнительной цепи неравенство балластных сопротивлений не оказывает влияния на распределение токов нагрузки, так как $I_{q0}=0$. В то же время при наличии уравнительной цепи и $\Delta R'\neq 0$ возникают токи небаланса ($I_q>0$) и, следовательно, *уравнительные обмотки при неравенстве балластных сопротивлений усиливают неравномерность распределения нагрузки.*



Фиг. 7.31. Распределение неизменной номинальной нагрузки (I_c = const) между двумя параллельно работающими генераторами одинаковой мощности в зависимости от соотношения балластных сопротивлений R'_1/R'_2 (сплошные линии); „плюсовых" сопротивлений R''_1/R''_2 (пунктирные линии).

Учитывая изложенное, необходимо обеспечивать точное равенство балластных (минусовых) сопротивлений.

На фиг. 7.30 и 7.31 приведены некоторые кривые в относительной форме, которые характеризуют распределение тока между двумя параллельно работающими генераторами одинаковой мощности в зависимости от нагрузки (при неизменном соотношении сопротивлений) и от соотношения сопротивлений (при неизменной нагрузке) при $\Delta E=0$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев А. Е., Конструкция электрических машин, Госэнергоиздат, 1949.

2. Альпер Н. Я., Генераторы индукторного типа. ВЭП, 1957, № 8.

3. Бертинов А. И. и Ризник Г. А., Проектирование авиационных электрических машин постоянного тока, Оборонгиз, 1958.

4. Виноградов Н. В., Технология производства электрических машин. Госэнергоиздат, 1954.

5. Вологдин В. П. и Спицын М. Л., Генераторы высокой частоты, ОНТИ, 1935.

6. Ермолин Н. П., Расчет маломощных коллекторных машин, Госэнергоиздат, 1955.

7. Кантер А. С., Постоянные магниты, Гостехиздат, 1938.

8. Костенко М. П., Электрические машины. Специальная часть, Госэнергоиздат, 1949.

9. Костенко М. П. и Пиотровский Л. М., Электрические машины, часть I, Госэнергоиздат, 1957, ч. II, Госэнергоиздат, 1958.

10. Кулебакин В. С., Морозовский В. Т., Синдеев И. М., Электроснабжение самолетов, Оборонгиз, 1956.

11. Основы электрооборудования самолетов и автомашин. Под редакцией А. Н. Ларионова, Госэнергоиздат, 1955.

12. Петров Г. Н., Электрические машины, часть I, Госэнергоиздат, 1956, ч. II, Госэнергоиздат, 1947.

13. Постников И. М., Проектирование электрических машин, ДТВУ, 1952.

14. Проектирование электрических машин. Под редакцией П. С. Сергеева, Госэнергоиздат, 1956.

15. Сорокер Т. Г., О расчете синхронных машин с постоянными магнитами, ВЭП, 1940, № 2.

16. Сорокер Т. Г., О рассеянии постоянных магнитов, бюллетень, ВЭИ, 1940, № 4.

17. Walker J. H., High-Fregvency Alternators, The Journal of the Institution of Electrical Engineers, 1946, N 31, v. 93, pt. II.

18. Brainard Maurice W., Sinchronous Machines with Rotating Permanent-Magnet Fields, Transactions AIEE, August, 1952.

19. Scott Dale H., Effects of Terminal Voltage, Load Gurrent and Minimum Rotor Speed on the Weight of D. C. Aircraft Generators, Transaktions AIEE, September, 1952.

20. Martin Cecil G., Study of Aircraft Cooling Sistems for Rotating Electric Equipment, Transactions AIEE, July, 1952.